

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**К.К. Побєдаш, О.В.Петрученко,
В.А. Святненко, К.В. Трубіцин**

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА ЛАБОРАТОРНІ РОБОТИ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»,
спеціалізацій «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»,
«Електричні машини і апарати», «Інжиніринг та автоматизація
електротехнічних комплексів» й «Мехатроніка енергоємних виробництв»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2018

Рецензенти: Чумак В.В., канд. техн. наук, доц., кафедра електромеханіки,
факультет електроенерготехніки та автоматики

Відповідальний редактор Спінул Л.Ю., канд. техн. наук, доц., кафедра теоретичної
електротехніки, факультет електроенерготехніки та
автоматики

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 9 від 24.05.2018р.)
за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 9 від 23.04.2018 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

*Побєдаш К.К., канд. техн. наук
Петрученко О.В., ст.викладач
Святненко В.А., ст.викладач
Трубіцин К.В., ст.викладач*

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

ЛАБОРАТОРНІ РОБОТИ

Промислова електроніка: Лабораторні роботи [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», спеціалізацій «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», «Електричні машини і апарати», «Інжиніринг та автоматизація електротехнічних комплексів» й «Мехатроніка енергоємних виробництв» / К.К. Побєдаш, О.В.Петрученко, В.А. Святненко, К.В. Трубіцин ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,78 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 88 с.

Представлено лабораторні роботи з дисципліни "Промислова електроніка", виконання яких сприяє закріпленню теоретичних знань, отриманих студентами при вивченні програмного матеріалу, ознайомленню та придбанню навиків користування радіовимірювальною апаратурою, визначенню параметрів та характеристик основних електронних схем у дискретному та інтегральному виконанні. Приведено короткі теоретичні відомості до досліджуємих пристроїв. Надані контрольні запитання, які дозволяють студентам здійснювати самоконтроль засвоєння матеріалу.

Призначений для студентів денної та заочної форм навчання спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

© К.К. Побєдаш, О.В.Петрученко, В.А. Святненко, К.В. Трубіцин, 2018

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

ЗМІСТ

	стор.
Вступ	4
Лабораторна робота №1. Ознайомлення з контрольно - вимірною апаратурою.....	6
Лабораторна робота №2. Дослідження однофазних випрямлячів на діодах.....	25
Лабораторна робота №3. Дослідження підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах.....	32
Лабораторна робота №4. Дослідження розв'язуючих підсилювачів.....	41
Лабораторна робота №5. Дослідження генератора пилкоподібної напруги.....	55
Лабораторна робота №6. Дослідження електронного ключа.....	64
Література	88

Видання містить опис лабораторних робіт з курсу "Промислова електроніка", який викладаються студентам денної та заочної форм навчання спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Основною метою цього циклу лабораторних робіт є закріплення теоретичних знань, отриманих студентами при вивченні програмного матеріалу, ознайомлення та придбання навиків користування радіовимірювальною апаратурою, визначення параметрів та характеристик основних класів підсилювачів у дискретному та інтегральному виконанні та випрямлячів.

У процесі підготовки до лабораторної роботи кожний студент повинен:

- ознайомитись зі змістом лабораторної роботи;
- вивчити відповідні розділи програми і рекомендованої літератури;
- уважно подивитись контрольні запитання і дати усну відповідь на них;
- виконати передбачені описом попередні розрахунки та, якщо необхідно, побудувати графіки;
- підготувати протокол звіту лабораторної роботи.

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- сформульовану мету роботи;
- принципову електричну схему досліджуваного електронного пристрою;
- розрахунки, передбачені домашнім завданням;
- докладні висновки в результатів вимірів, зіставлення експериментальних даних з розрахунками, пояснення точності їх відповідності і можливих розходжень.

Усі креслення звіту треба виконувати відповідно до вимог ЄСКД. Графічні і розрахункові залежності повинні бути виконані на міліметровій сітці; характеристики з частотним аргументом - у напівлогарифмічному масштабі. Сім'ї характеристик деяких функцій при кількох значеннях якого-будь параметра необхідно будувати у спільній системі координат. При цьому графіки повинні бути розділені кольором або характером креслення ліній. Експериментальні та розрахункові точки слід виділяти яким-небудь геометричним знаком.

Оформлений звіт з виконаної роботи студент повинен здати в кінці даного заняття.

Кожне лабораторне заняття починається контролем теоретичної підготовки студентів до роботи. Студенти, які отримали незадовільну оцінку з теоретичних знань, до лабораторної роботи не допускаються.

Перед початком циклу лабораторних робіт усі студенти академічної групи проходять інструктаж з техніки безпеки. У випадку порушення правил техніки безпеки або дисципліни у лабораторії студент від виконання лабораторних робіт відстороняється.

Лабораторна робота № 1

Ознайомлення з контрольно-вимірювальною апаратурою.

Мета роботи: ознайомлення з універсальним лабораторним стендом та радіовимірювальними приладами: вольтметром ВЗ-38, генератором Л-30, генератором імпульсних сигналів Г5-54, генератором GFG-8216A, генератором імпульсних сигналів TGP-110, осцилографом СІ-55, мультиметром ВР-II та придбання навиків користування ними.

Опис універсального лабораторного стенду

Універсальний лабораторний стенд призначається для проведення роботи фронтальним методом. Тип досліджуваної схеми визначається змінним модулем, який з'єднується з універсальним стендом через роз'єднувач. Універсальний стенд забезпечує сполучення досліджуваної електронної схеми з вимірювальними приладами та джерелами живлення. З цією метою використовуються високочастотні роз'єднувачі, шини живлення і вимикач низьковольтного живлення.

Модуль з досліджуваним електронним пристроєм вставляється в роз'єднувач, і через його контакти забезпечуються електричні зв'язки електронного пристрою з вимірювальними приладами, джерелами сигналів та живлення, з перемикачами комутації режимів.

Модуль конструктивно виконаний у вигляді друкованої плати, розміщеної разом з вилкою з'єднувача в захисному корпусі з органічного скла чи гетинаксу. На лицьовій поверхні модуля розміщена принципова електрична схема досліджуваного електронного кола з показом входів, виходів, контрольних точок та перемикачів на лабораторному стенді, коли перемикачі не натиснуті. При натисканні на кнопки перемикачів вони фіксуються у нажатому стані, при повторному натисканні вони повертаються у початкове положення. Напруга живлення й споживаний струм вимірюються зовнішнім з'єднанням вимірювальних приладів.

Домашнє завдання

1. Вивчити технічні характеристики, органи керування і призначення радіовимірювальних приладів вольтметра ВЗ-38, генераторів Л-30 і GFG-8216A, генераторів імпульсних сигналів Г5-54 і TGP-110, , осцилографа CI-55, мультиметра ВР-II.

2. Скласти блок-схеми вимірювання метрологічних характеристик генераторів Л-30, GFG-8216A, Г5-54, TGP-110, за допомогою осцилографа CI-55, вольтметра ВЗ-38 та мультиметра ВР-II.

Робоче завдання

1. Виміряти за допомогою осцилографа наступні амплітудно-часові параметри імпульсного сигналу з генератора Г5-54 та TGP-110: амплітуду імпульсу U_m , тривалість імпульсу t_i , тривалість фронту імпульсу t_ϕ , тривалість спаду імпульсу t_c , тривалість затримки t_z , період проходження T та частоту f імпульсів. Результати вимірів занести до таблиці і порівняти з даними, встановленими на генераторах Г5-54 і TGP-110.

Виміряти за допомогою осцилографа амплітудно-часові параметри сигналів з генераторів Л-30 та GFG-8216A: період проходження T , частоту f , амплітуду U_m і діюче значення синусоїдного, імпульсного та пілкоподібного сигналів.

Мілівольтметр ВЗ-38

Мілівольтметр ВЗ-38 застосовується для вимірювання напруги змінного струму від 0,1 мВ до 200 В у діапазоні частот від 20 Гц до 3 МГц (1 МГц).

Покази ВЗ-38 пропорційні середньому значенню, а шкала градуйована у ефективних значеннях синусоїдальної напруги. Прилад має окрему шкалу, градуйовану в децибелах. Рівень "0" децибел дорівнює 0,775 В.

Генератор Г5-54

Малогабаритний генератор імпульсів Г5-54 призначається для генерування імпульсів прямокутної форми.

Генератор виробляє відео імпульси обох полярностей. Тривалість основних імпульсів регулюється плавно та ступінчато (6 діапазонів) від 0,1 до 1000 мкс (1 мс).

Максимальна амплітуда основних імпульсів U_m на зовнішньому навантаженні 500 Ом з паралельною ємністю 50 пФ не менше 50 В. Забезпечується повне регулювання амплітуди від U_m до $0,3U_m$ та ступінчасте послаблення з коефіцієнтами (К) $\times 1$; $\times 0,3$; $\times 0,1$; $\times 0,03$. Прилад має два додаткових виходи з загальним коефіцієнтом поділу 1:100 (вихід 1:10) та 1:1000 (вихід 1:100). Тривалість затримки імпульсу (t_3) відносно синхроімпульсу регулюється плавно та ступінчато від 0,1 до 1000 мкс. Значення тривалості затримки не повинна перевищувати 0,5 періоду проходження основних імпульсів (Т), а $t_1 < T$.

Частоту повторення імпульсів при внутрішньому запуску можна регулювати плавно та ступенево (8 діапазонів) від 0,01 до 100 кГц.

Генератор має можливість запускатися від зовнішнього джерела імпульсами обох полярностей тривалістю від 0,3 до 5 мкс, амплітудою від 1 до 20 В при частоті повторення до 100 кГц та тривалістю фронту не більше 0,3 мкс; синусоїдною напругою амплітудою від 5 до 20 В при частоті від 0,05 до 100 кГц та від кнопки "Однократний імпульс".



Прилад має окремий вихід імпульсу синхронізації для запуску зовнішніх пристроїв та блоків. Імпульси синхронізації виробляються обох полярностей, тривалістю, фіксованою у межах 0,3...1 мкс і регульованою амплітудою від 1 до 15 В, навантаженні 1 кОм з паралельною ємністю 50 пФ. Сумарна напруга (постійна напруга запускаючих сигналів, які подаються на гніздо "Зовнішній запуск") не повинна перевищувати 20 В. Гніздо виходу синхроімпульсів допускає вмикання до кіл постійної напруги не більше 10 В. Гнізда виходів основних імпульсів не допускають вмикання до кіл, де є постійні напруги.



Порядок роботи:

Внутрішній запуск. Генератор встановлюють в режим внутрішнього запуску, натискаючи кнопку "ВНУТР." перемикача "ЗАПУСК". Необхідна частота проходження імпульсів устанавлюється кнопками та шкальним пристроєм "Частота повторения". Кнопками та шкальним пристроєм "Временной сдвиг" встановлюється необхідна

затримка основного імпульсу відносно синхроімпульсу. Якщо затримка не потрібна, обов'язково треба натиснути кнопку "0" перемикача "Временной сдвиг".

Кнопками та шкальним пристроєм "Длительность" встановлюється потрібна тривалість основних імпульсів. При цьому мінімальна щільність повинна бути не менше двох. При щільності менше двох не гарантуються параметри основних імпульсів та частота їх проходження.

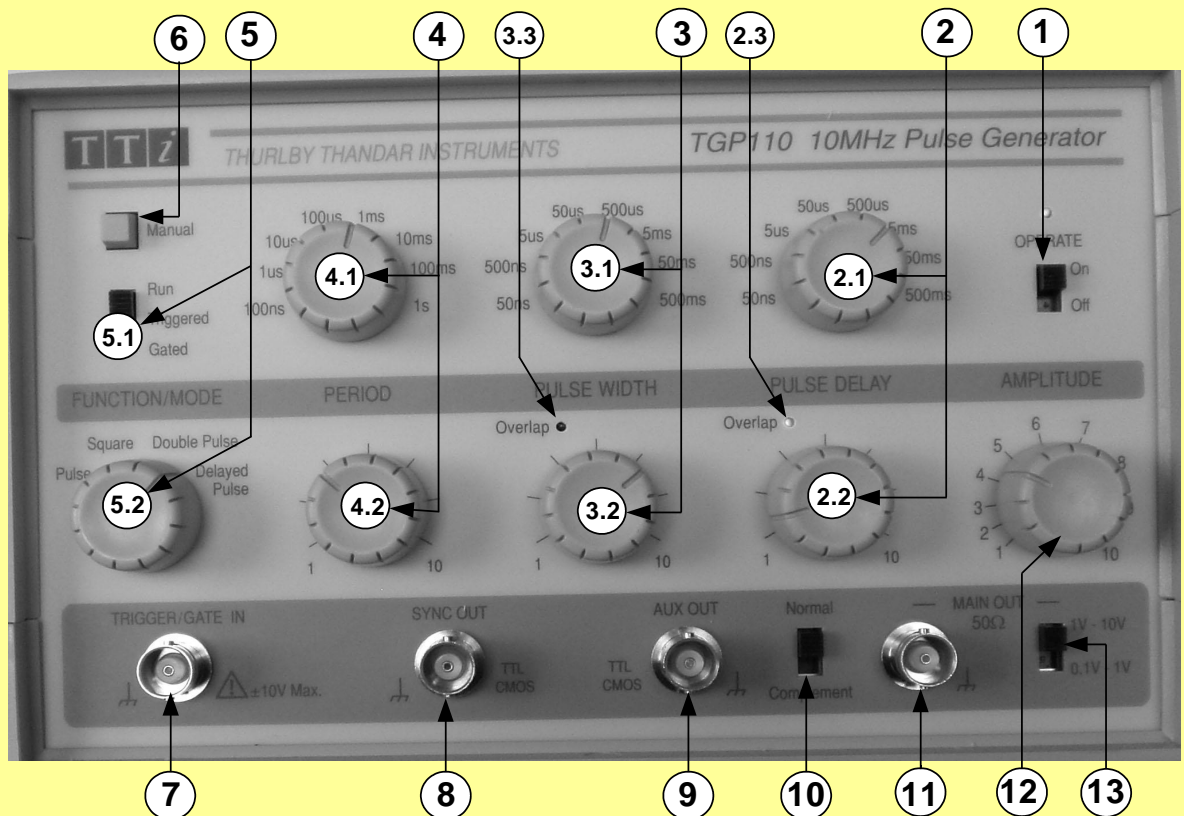
Кнопками «», «» встановлюється потрібна полярність імпульсів.

Кнопками множника амплітуди «х» (x1; x03; x01; x0,03) та ручкою "АМПЛ" плавного регулювання амплітуди основних імпульсів встановлюється за шкалою вольтметра потрібна амплітуда імпульсів. Якщо амплітуда повинна бути встановлена менше 0,5 В, то зовнішнє навантаження підключається до гнізд 1:10 чи 1:100. У цьому разі треба натиснути кнопку дільника амплітуди "x0,03". Синхронізуючі імпульси в такому випадку знімаються з коаксіального гнізда "Синхроімпульс". Полярність імпульсу вибирається перемикачем «», «», а ручкою "АМПЛ" ("СИНХРОИМПУЛЬСЫ") встановлюється потрібна амплітуда синхроімпульсів.

Зовнішній запуск. Натиснути одну з кнопок зовнішнього запуску, відповідно до форми і полярності зовнішнього запускаючого сигналу. На вхідне гніздо "ЗАПУСК" подати запускаючий сигнал амплітудою не більше 20 В і частотою не більше 100 кГц. Далі робота аналогічна роботі при внутрішньому запуску, при цьому також необхідно витримувати умову максимально допустимої щільності.

Разовий запуск. Натиснути кнопку разового запуску. Інші органи керування повинні знаходитися у тому ж положенні, що і при внутрішньому запуску. При кожному натисканні на кнопку разового запуску прилад виробляє один синхроімпульс та один основний імпульс на відповідних виходах.

Генератор TGP-110



Передня панель генератора

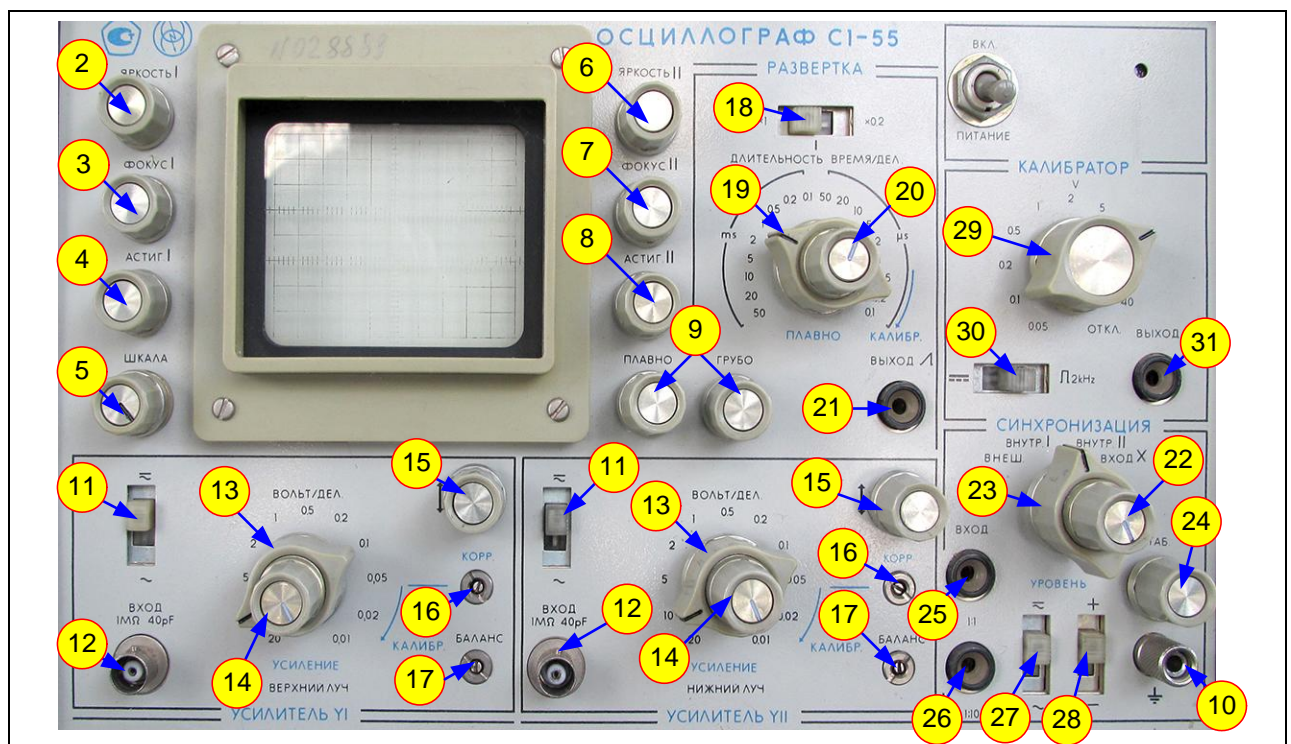
Призначення органів керування і режимів роботи

№ позиції	Органи керування і режими роботи	Функція
1	OPERATE	Перемикач вмикання і вимикання живлення
2	PULSE DELAY	Регулювання затримки імпульсів
2.1		Ступінчато
2.2		Плавно
2.3	Overlap	Індикатор помилкового встановлення тривалості затримки імпульсу
3	PULSE WIDTH	Регулювання тривалості основних імпульсів

3.1		Ступінчато
3.2		Плавно
3.3	Overlap	Індикатор помилкового встановлення тривалості імпульсу
4	PERIOD	Період повторення вихідних імпульсів синхронізації
4.1		Ступінчато
4.2		Плавно
5	FUNCTION/MODE	Перемикач режимів:
5.1	Run	Режим автозапуску
	Triggered	Режим роботи, коли генератор виробляє імпульс на кожний вхідний імпульс або у відповідь на натискання кнопки ручного запуску
	Gated	Режим роботи, коли генератор виробляє серію (пачку) імпульсів, на час тривалості вхідного імпульсу або тривалості натискання кнопки ручного запуску
5.2	Pulse	Режим регульованої щільності
	Square	Режим меандровий
	Double Pulse	Режим подвійного імпульсу
	Delayed Pulse	Режим затриманого імпульсу
6	MANUAL	Кнопка ручного запуску
7	TRIGGER/GATE IN	Вхід зовнішніх сигналів синхронізації
8	SYNC OUT	Вихід імпульсів синхронізації
9	AUX OUT	Додатковий вихід, узгоджений з рівнями ТТЛ і МОН логіки

10	Перемикач	Перемикач основного (Normal) і інверсного (Complement) режиму вихідних імпульсів
11	MAIN OUT	Вихід основних імпульсів
12	AMPLITUDE	Регулювання амплітуди вихідних імпульсів
13	Перемикач	Перемикач діапазонів амплітуд основних імпульсів: 0,1-1 В; 1-10 В

Осциллограф С1-55



Осциллограф С1-55 має призначення для одночасного спостереження та дослідження форм двох електричних процесів шляхом візуального спостереження та вимірювання їх числових та амплітудних значень. Осциллограф С1-55 забезпечує:

а) спостереження форм імпульсів обох полярностей з тривалістю від 0,1 мкс до 0,2 с з розмахом від 10 мВ до 140 В, а при використанні зовнішнього подільника 1:10 від 100 мВ до 300 В та до 1500 В - з виносним подільником;





б) спостереження періодичних сигналів в діапазоні частот від 3 Гц до 10 МГц;





в) вимірювання амплітуд досліджуваних сигналів від 30 мВ до 140 В;

г) вимірювання інтервалів часу від 0,1 мкс до 0,2 с.

Підготовка до роботи
Органи керування і регулювання
Передня панель

1 Тумблер "Сеть"	для вмикання і вимикання приладу;
2 Ручка "Яркость I"	для встановлення потрібної яскравості променя електронно- променевої трубки /ЕПТ/ каналу УI;
3 Ручка "Фокус I"	для фокусування променя ЕПТ каналу УI;
4 Ручка "Астигмат. I"	для усунення астигматизму ЕПТ каналу УI;
5 Ручка "Освещ. шкалы"	для регулювання освітлення шкали екрану приладу;
6 Ручка "Яркость II"	для встановлення потрібної яскравості променя електронно- променевої трубки /ЕПТ/ каналу УII;
7 Ручка "Фокус II"	для фокусування променя ЕПТ каналу УII;
8 Ручка "Астигмат II"	для усунення астигматизму ЕПТ каналу УII;
9 Ручки, позначені « \longleftrightarrow »	для переміщення променів ЕПТ з написом "ПЛАВНО", "ГРУБО" по горизонталі;
10 Корпусна клема \perp	для заземлення корпусу приладу.

<u>Підсилювач УІ /УІІ/</u>	
11 Тумблер «  », «  »	для перемикавання на відкритий чи закритий вхід підсилювача УІ /УІІ/;
12 Коаксіальне гніздо «Вход 1МОм, 40 pF»	для подавання досліджуваних сигналів на підсилювач УІ /УІІ/;
13 Велика ручка перемикача «ВОЛЬТ/ДЕЛ»	для перемикавання вхідного атенюатора каналу УІ /УІІ/;
14 Мала ручка на осі перемикача "ВОЛЬТ/ДЕЛ." - "УСИЛЕН"	для плавного регулювання чутливості підсилювача УІ /УІІ/;
15 Ручка, позначена «  ↓»	для переміщення променя каналу УІ /УІІ/ по вертикалі;
16 Виведений шліцом потенціометр "КОРР"	для калібровки коефіцієнта відхилення підсилювача УІ /УІІ/;
17 Виведений шліцом потенціометр "БАЛАНС"	для балансування підсилювача УІ /УІІ/;
<u>Розгортка</u>	
18 Тумблер «x1», «x0,2 »	для множення тривалості розгортки;
19 Велика ручка перемикача «ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ВРЕМЯ/ДЕЛ»	для перемикавання тривалості розгортки
20 Мала ручка на осі перемикача «ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ВРЕМЯ/ДЕЛ.» "ПЛАВНО"	для плавного регулювання тривалості розгортки;
21 Гніздо "ВЫХОД  »	для виходу пілкоподібної напруги позитивної полярності.

<u>Синхронізація</u>	
22 Велика ручка перемикача виду синхронізації"ВНШ., ВНУТР. I» ВНУТР. II, ВХОД X"	для встановлення внутрішньої чи зовнішньої синхронізації, а також для підключення входу підсилювача "X" до гнізда "ВХОД" синхронізатора;
23 Мала ручка на осі перемикача виду синхронізації "УРОВЕНЬ"	для вибору рівня розгортки;
24 Ручка "СТАБ."	Для вибору режиму роботи генератора розгортки /чекаючий чи автоколивальний/;
25 Гнізда "ВХОД" "1:1"	для подавання зовнішніх синхронізуючих сигналів і подавання сигналу на вхід "X" без ослаблення;
26 Гнізда "ВХОД" "1:10"	для подавання зовнішніх синхронізуючих, сигналів і подавання сигналу на вхід "X" з ослабленням у 10 разів;
27 Тумблер «  », «  »	для перемикання закритого и відкритого входу синхронізації;
28 Тумблер "+", "-"	для вибору полярності синхронізації
<u>Калібратор</u>	
29 Ручка «  »	для встановлення вихідної напруги калібратора;
30 Тумблер «—», «  » 2kHz	для перемикання виду калібрувальної напруги;
31 Гніздо "ВЫХОД"	для знімання калібрувальної напруги.

Підготовка до вимірів

Перед вмиканням приладу в мережу попередньо встановлюються органи керування в такі положення:

Ручки "ЯРКОСТЬ I", "ЯРКОСТЬ II", "ФОКУС I", "ФОКУС II", "АСТИГМАТ I", "АСТИГМАТ II", "УРОВЕНЬ",	у середнє
Ручка "СТАБ."	У кінцеве праве
Тумблери підсилювачів УІ, УІІ « $\overline{\sim}$ », « \sim »,	у положення « \sim »
Тумблер входу синхронізації « $\overline{\sim}$ », « \sim »	у положення « \sim »
Тумблер "+", "-"	у положення "+"
Ручку синхронізації "ВНЕС.", "ВНУТР.І", "ВНУТР.ІІ", "ВХОД Х"	у положення "ВНУТР. І"
Ручку "ВОЛЬТ/ДЕЛ."	У положення "0.01"
Ручку «ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ВРЕМЯ/ДЕЛ»	у положення "0,1с"
Тумблер «x1», «x0,2 »	у положення «x1».

З'єднати прилад відповідним шнуром з джерелом напруги, а тумблер "СЕТЬ" встановити у верхнє положення. При цьому повинна засвітитися сигнальна лампа. Через 2-3 хвилини після вмикання приладу потрібно відрегулювати яскравість та фокусування ліній розгортки за допомогою ручок "ЯРКОСТЬ", "ФОКУС", "АСТИГМАТ."

Якщо промінь ЕПТ не буде на екрані при максимальній яскравості, то потрібно перемістити промені в межах робочої частини екрану за допомогою ручок « \updownarrow » та « $\leftarrow \rightarrow$ ».

Після 15-20 хвилин прогрівання осцилографа треба збалансувати по черзі УІ і УП.

Для цього при відсутності сигналів на входах підсилювачів ручками « \updownarrow » лінію розгортки треба перемістити у середнє положення робочої частини екрану ЕПТ і регулюванням "Баланс", виведеного шліцом на передню панель, домогтися незалежності положення ліній розгортки від перемикання ручок "ВОЛЬТ/ДЕЛ.". Установити ручки "ВОЛЬТ/ДЕЛ." у положення "0,05", а ручки "УСИЛЕНИЕ" за стрілкою годинника до упору. Ручку « \wedge » каліббратора установити у положення "0,2". Тумблер «—», « \perp » 2 kHz каліббратора у положення « \perp » 2 kHz. За допомогою кабелю подати по черзі на входи підсилювачів УІ і УІІ калібрувальну напругу з гнізда "ВЫХОД". Якщо зображення амплітуди калібрувальної напруги не дорівнює чотирьом поділкам шкали ЕПТ, то потрібно регулюванням "КОРР", виведеним шліцом на передню панель приладу, установити амплітуду калібрувальної напруги, яка дорівнює чотирьом поділкам шкали.

Після цього прилад готовий до роботи і можна приступати до вибору режиму роботи та проведення необхідних спостережень і вимірів.

Виконання необхідних спостережень і вимірів здійснюється за екраном ЕПТ. Екран ЕПТ має прозору шкалу, яка використовується для вимірів по вертикалі та горизонталі.

Для збільшення чіткості зображення, а також для створення більш сприятливого для очей світіння екрану прилад має фільтр, котрий установлюється перед шкалою ЕПТ.

Досліджувані сигнали подаються на коаксіальні гнізда "ВХОД I 40 pF" і "ВХОД II 40 pF" підсилювачів УІ і УІІ.

Для проведення необхідних спостережень та вимірів досліджуваних сигналів зображення на екрані осцилографу повинно бути стабільним і мати розмір, зручний для розгляду. Для цього потрібно установити необхідний режим роботи розгортки, вид синхронізації, ослаблення вхідних дільників, рід роботи підсилювачів вертикального відхилення.

Режим роботи розгортки (чекаючий, автоколивальний) встановлюється ручкою "СТАБ.".

Поворотом ручки "СТАБ." вправо до появи розгортки маємо автоколивальний режим розгортки, поворотом ручки вліво на 5-10° від точки зриву розгортки маємо чекаючий режим розгортки.

Щоб мати на екрані осцилографа стабільне зображення процесу, що спостерігається, треба:

- ручки "СТАБ." та "УРОВЕНЬ" повернути вправо до упору;
- повернути ручку "СТАБ." вліво, поки зображення не зникне;
- повернути ручку "УРОВЕНЬ" вліво, поки зображення не з'явиться знову.

Тривалість розгортки вибирається такою, щоб можна було спостерігати форму досліджуваного сигналу. Якщо тривалість досліджуваного сигналу відома, можна заздалегідь установити перемикач тривалості розгортки "ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ВРЕМЯ/ДЕЛ." і множник розгортки «х1», «х0,2» у необхідне положення. Плавне регулювання тривалості розгортки здійснюється потенціометром, спареним з перемикачем тривалості розгортки і позначеним на передній панелі написом "ПЛАВНО".

Значення тривалості розгортки, позначені на передній панелі приладу, вірні лише в крайньому правому положенні ручки "ПЛАВНО", у якому вона має механічну фіксацію.

Для визначення тривалості спостерігаемого процесу треба:

- підрахувати, скільки цілих (клітин) та дробових поділок шкали ЕПТ по горизонталі займає досліджуване зображення;
- помножити значення тривалості розгортки, на яке показує перемикач "ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ВРЕМЯ/ДЕЛ.", на кількість підрахованих цілих та дробових поділок /клітин/, якщо множник розгортки «х1», «х2 » знаходиться у положенні «х1»;
- якщо множник розгортки знаходиться у положенні «х0,2» попередній добуток треба помножити ще на 0,2.

Синхронізувати розгортку у більшості випадків найбільш зручно досліджуваним сигналом. Для цього ручку "СИНХРОНИЗАЦИЯ" треба встановити у положення "ВНУТР. I" або "ВНУТР. II" залежно від того, сигналом якого каналу бажано синхронізувати розгортку.

При зовнішній синхронізації слід з'єднати джерело зовнішнього синхронізуючого сигналу з гніздом "ВХОД 1:1", або "ВХОД 1:10" і ручку "СИНХРОНИЗАЦИЯ" встановити у положення "ВНЕСН".

При виборі режиму роботи підсилювачів вертикального відхилення треба знати, що режим підсилення постійного струму (відкритий вхід) використовується для дослідження вхідного сигналу, який має постійну та змінну складову.

Регулювання амплітуди вхідного сигналу здійснюється вхідними дільниками "ВОЛЬТ/ДЕЛ.". Значення коефіцієнтів відхилення підсилювачів, позначені на передній панелі, слухні лише в крайньому правому положенні ручок "УСИЛЕНИЕ", у якому вони мають механічну фіксацію.

Для визначення амплітуди спостерігаемого сигналу треба:




- підрахувати, скільки цілих (клітин) та дробових поділок шкали ЕПТ по вертикалі займає досліджуване зображення;
- помножити значення чутливості, на яке показує перемикач "ВОЛЬТ/ДЕЛ." підсилювача УІ (УІІ), на кількість підрахованих цілих (клітин) та дробових поділок

Генератор Л-30

Генератор Л-30 призначений для генерування сигналів прямокутної, трикутної та синусоїдної форми. Діапазон частот від 20 Гц до 10 МГц перекривається шістьма піддіапазонами 0,02...0,2 кГц; 0,2...2 кГц; 2...20 кГц; 20...200 кГц; 200...2000 кГц; 2000...10000 кГц. В генераторі передбачена внутрішня та зовнішня амплітудна модуляція синусоїдною напругою. Значення вихідної напруги регулюються плавно і ступінчато у межах: 100 мкВ...1 В при навантаженні 50 Ом; 1 ... 10 В при навантаженні 500 Ом (вихід 10 В ступінчастого регулювання не має).

Органи керування

"СЕТЬ"	для вмикання і вимикання приладів
"УРОВЕНЬ"	для плавного регулювання рівня вихідної напруги
"МОДУЛЯЦИЯ"	для встановлення глибини модуляції
"ДЕВИАЦИЯ"	для регулювання діапазону девіації частоти
"ЧАСТОТА"	для встановлення частоти вихідного сигналу
Кнопки "1", "10", "100", "0,5", об'єднані написом "ДЕЛИТЕЛЬ"	для ослаблення вихідного сигналу

Кнопки «  », «  » та «  », об'єднані написом "РОД РАБОТ"	для вибору форми вихідного сигналу
Кнопка "ГФЧ"	для зовнішньої або внутрішньої модуляції. При девіації повинна бути відпущена
Кнопки "0,01", "0,1", "1", "10", "100", "MHz", об'єднані написом "МНОЖИТЕЛЬ"	для вибору піддіапазону
Кнопка "ЧМ.АМ"	для вибору режиму амплітудної модуляції і девіації
Гніздо "10 ∇ 500"	для знімання сигналу амплітудою до 10 В при навантаженні 500 Ом
Гніздо "1 ∇ 500"	для знімання сигналу В зі ступеневим діленням від 1 до 500 мкВ
Гніздо "ВХОД \wedge 5 Vmax"	для підключення сигналу зовнішньої напруги для девіації, модуляції і пилкоподібної частоти з розмахом не більше 5В.

Підготовка до роботи

Установіть органи керування у такі положення:

- "УРОВЕНЬ" - за стрілкою годинника до упору;
- "ДЕВИАЦИЯ" - проти стрілки годинника до упору.

Натисніть кнопки "I" перемикача "ДЕЛИТЕЛЬ", " \sim " перемикача "РОД РАБОТ" і "I" перемикача "МНОЖИТЕЛЬ".

Порядок роботи

Робота з приладом складається з таких операцій:

а) вибір форми сигналу здійснюється натисканням на перемикачі "РОД РАБОТ" відповідної кнопки;

б) установлення частоти здійснюється за індикатором за допомогою перемикача "МНОЖИТЕЛЬ" і ручки "ЧАСТОТА";

в) установлення величини вихідного сигналу здійснюється за допомогою перемикача "ДЕЛИТЕЛЬ", а ручка "УРОВЕНЬ" повинна знаходитись у крайньому правому положенні;

г) вибір типу модуляції здійснюється кнопкою "ЧМ, АМ" перемикача "РОД РАБОТ": при амплітудній модуляції кнопка натиснута, а при частотній відпущена. Глибина амплітудної модуляції встановлюється ручкою "МОДУЛЯЦИЯ" по екрану осцилографа, а частотної модуляції - ручкою "ДЕВИАЦИЯ"- по індикатору.

Генератор GFG-8216A



Призначення органів керування і режимів роботи

Позиції	Орган керування та контролю	Функція
1	Power	Кнопка вмикання і вимикання генератора
2	FREQUENCY	Потенціометр регулювання частоти вихідного сигналу, у витягнутому стані працює автогенератор коливаючої частоти
3	Індикатор розмірності частоти	Показує одиниці виміру частоти
4	TTL/CMOS OUTPUT	Коаксіальний вихід сигналів для логічних елементів
5	DUTY	Корегування періоду вихідного сигналу (витягнути та обернути потенціометр)
6	GATE	Змінює інтервал часу індикації (0,01; 0,1; 1; 10 секунд)

7	CMOS	Перемикач рівнів ТТЛ(кнопка нажата) та МОН (кнопка віджата)
8	OFFSET	Завдання сталої складової вихідного сигналу (витягнути і повертати)
9	AMPL	Регулювання амплітуди вихідного сигналу, у витягнутому стані зменшує вихідного сигналу на -20 dB
10	Перемикачі форми вихідного сигналу	Обирають форму вихідного сигналу
11	OUTPUT	Коаксіальний вихід основного сигналу
12	ATT -20dB	Ступеневе зменшення вихідного сигналу на -20dB
13	Перемикачі дискретного регулювання частоти	Дискретне регулювання вихідної частоти згідно таблиці 1
14	Індикатор часу	Показує інтервал часу індикації
15	Індикатор частоти вихідних імпульсів	Показує зовнішню і внутрішню частоту
16	Індикатор Gate	Показує інтервал часу індикації зовнішнього лічильника
17	Індикатор Over	Індикатор, який спалахує в разі перевищення частоти зовнішнього сигналу за обрану

Таблиця1

Натиснут а кнопка	1	10	100	1к	10к	100к	1М
Діапазон частот	0,3 Гц – 3 Гц	3 Гц – 30 Гц	30 Гц – 300 Гц	300 Гц – 3 кГц	3 кГц – 30 кГц	30 кГц – 300кГц	300 кГц – 3 МГц

Мультиметр ВР-II

Комбінований цифровий прилад ВР-II призначений для вимірювання напруги і сили постійного та змінного струму, опору постійного струму, а також частоти змінного струму.

Діапазон вимірювання: постійних напруг 0,001...1000 В (межі вимірювань 2, 20, 200, 1000* В [* - на перемикачі натиснута кнопка 2000]); змінних напруг 0,001...300 В частоти 45 Гц...1 кГц (межі вимірювань 2, 200, 300* В [* - на перемикачі натиснута кнопка 2000]); опорів постійного струму 0,001...2000 кОм (межі вимірювань 2, 20, 200, 20000 кОм); частоти змінного струму 0,01...10000 кГц (межі вимірювань 2, 20, 200, 1000* кГц

[* - на перемикачі натиснута кнопка 2000]); сили постійного та змінного струму 0,001...1000 *mA* (сила струму вимірюється шляхом вимірювання падіння напруги, спричиненої вимірюваним струмом на високоточному резисторі. Вибір потрібної межі вимірювань здійснюється перемиканням його входів).

Порядок роботи

Натисніть кнопку перемикача "РОД РАБОТ" відповідно до роду вимірюваної величини, а також перемикача меж вимірювань відповідно до потрібної межі.

Підключіть з'єднувальний шнур до гнізда приладу та до досліджуваної схеми.

УВАГА! Забороняється натискати перемикач "РОД РАБОТ" та "ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ" без відключення приладу від досліджуваної схеми.

Провести відлік показань за індикаторним пристроєм.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2

Дослідження однофазних випрямлячів на діодах

Мета роботи: вивчити принцип роботи однофазних схем випрямлення (однопівперіодного, з середньою точкою, мостового); дослідити основні характеристики випрямлячів.

Загальні відомості та методичні вказівки

Випрямлячем називають пристрій, перетворюючий змінну напругу, полярність якої змінюється, в пульсуючу, полярність якої залишається постійною. При живленні від однофазної мережі застосовуються схеми випрямлячів — однопівперіодна, з середньою точкою, мостова (рис 2.1).

Однопівперіодний випрямляч (рис.2.1, б) містить один діод $VD1$. Під дією ЕРС $e_2 = E_{2m} \sin v$, де $v = \omega t$, струм у колі навантаження (активний опір) може протікати тільки за час тих напівперіодів, коли анод діода $VD1$ має позитивний потенціал відносно катода. На рис. 2.2 показані часові діаграми напруги та струмів, які пояснюють роботу однопівперіодного випрямляча. Діод $VD1$ пропускає струм у перший півперіод; у другий півперіод, коли потенціал анода стає негативним, струм у колі дорівнює нулю (діод вважають ідеальним, тобто $r_{пр}=0$, $r_{зв}=\infty$). Врахувавши це, миттєве значення випрямленого струму можна уявити на інтервалах наступним чином

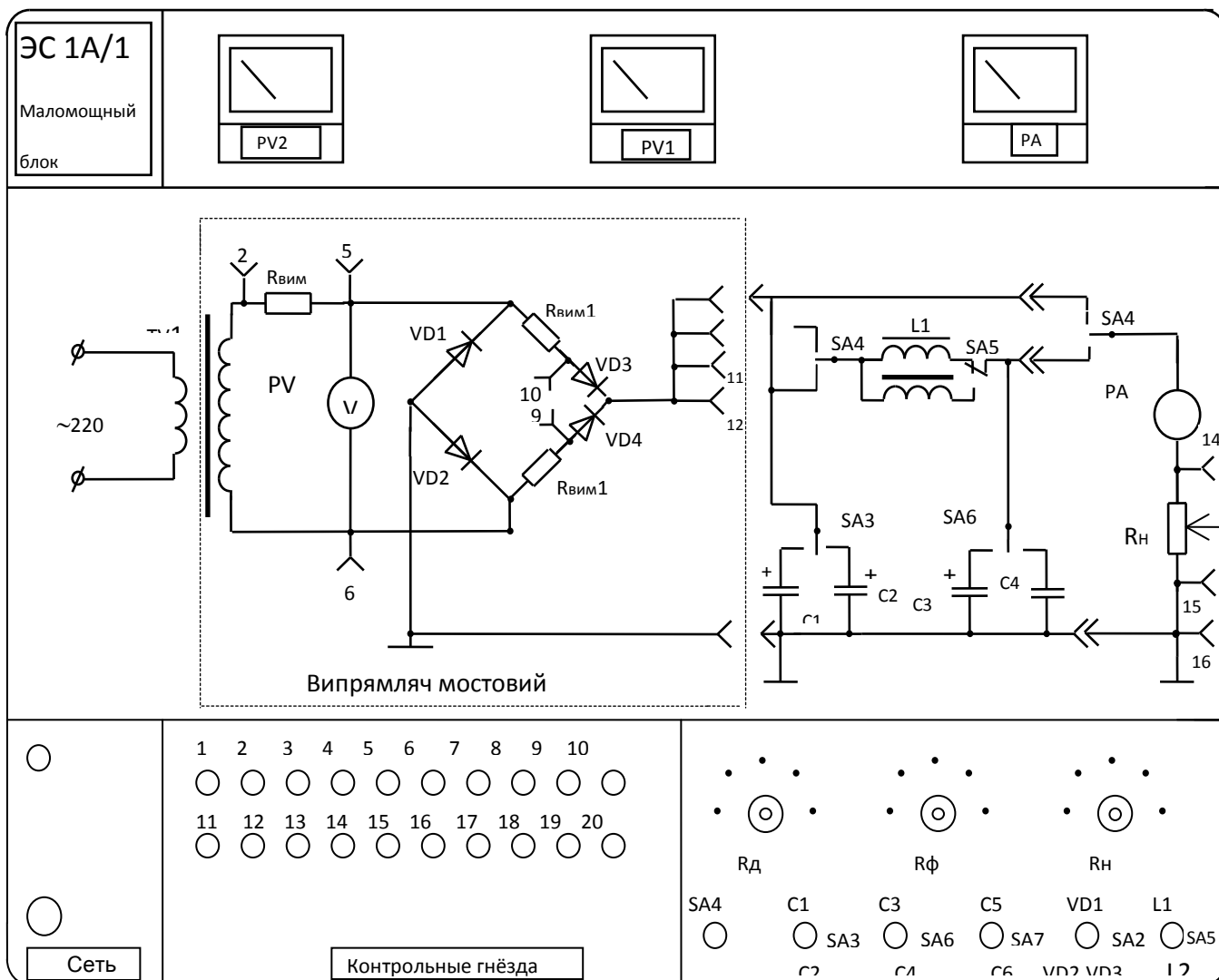
$$i_d = i_2 = \left(\frac{E_{2m}}{r_d} \right) \sin v \quad (0 < v < \pi),$$

$$i_d = i_2 = 0 \quad \pi < v < 2\pi .$$

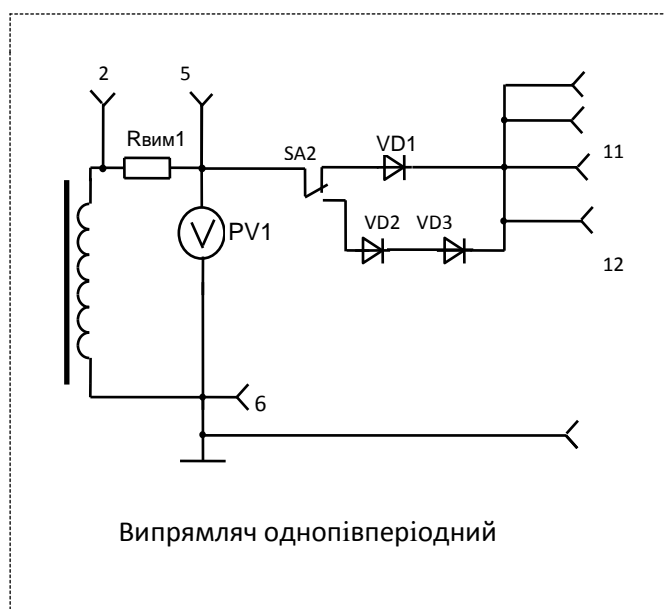
Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi E_{2m} \sin v dv = E_{2m} / \pi.$$

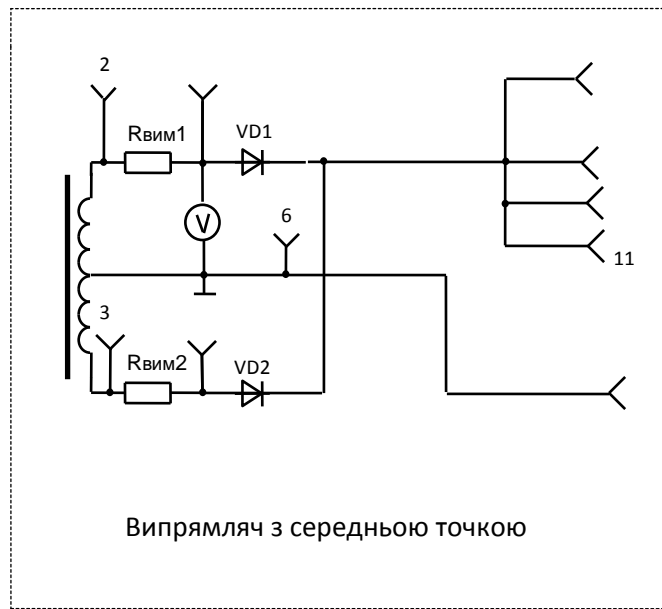
Максимальна зворотна напруга на діоді, як видно з рис. 2.2, досягає амплітудного значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора $U_{зв} = E_{2m} = \pi U_d$.



a



б



в

Рис. 2.1

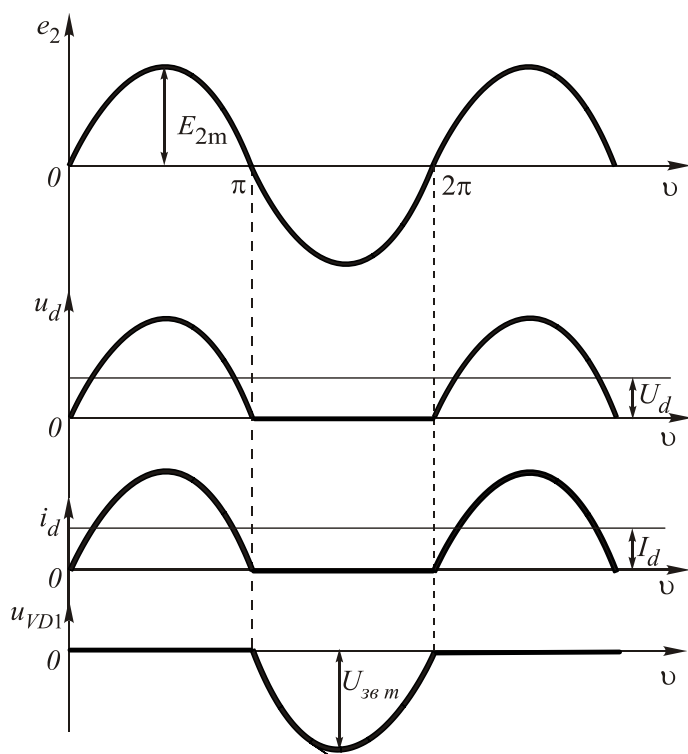


Рис. 2.2

Змінна складова випрямленої напруги розглянутого випрямляча, як впливає з часових діаграм для u_d , велика, причому основна гармоніка пульсацій має частоту, яка дорівнює частоті мережі живлення. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги за першою гармонікою $K_{\Pi(1)} = U_{m(1)} / U_d = 1,57$.

У осерді трансформатора за рахунок постійної складової струму вторинної обмотки утворюється додатковий магнітний потік,

який насичує осердя. Таке явище прийнято називати вимушеним намагнічуванням осердя трансформатора. У результаті струм намагнічування трансформатора зростає в декілька разів у порівнянні з струмом у нормальному режимі намагнічування осердя. Зростання струму намагнічування зумовлює збільшення перерізу проводу первинної обмотки та розмірів трансформатора в цілому. Внаслідок великих пульсацій випрямленої напруги та вимушеного намагнічування осердя трансформатора однопівперіодний випрямляч використовують рідко (у джерелах живлення малопотужної апаратури).

Мостова схема випрямлення (рис. 2.1, а) має чотири діоди $VD1...VD4$; у позитивний півперіод ЕРС мережі струм пропускають діоди $VD1$ та $VD4$, а у негативний діоди $VD2$ та $VD3$. При цьому струм у навантаженні протікає увесь час в одному напрямку, вказаному стрілкою. На рис 2.3 наведені форма струму та напруги навантаження, форма струму у діодах, зворотна напруга на діоді та форма струму у первинній та вторинній обмотках трансформатора. Максимальне значення зворотної напруги на вентилі дорівнює E_{2m} , де E_{2m} —

амплітуда напруги на вторинній обмотці трансформатора. Середнє

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \sin \omega dt = 2E_{2m}/\pi .$$

значення випрямленої напруги

Якщо врахувати, що діюче значення напруги на вторинній обмотці зв'язано з амплітудним співвідношенням $E_2 = E_{2m}/\sqrt{2}$, то можна отримати інше співвідношення для визначення середнього значення випрямленої напруги $U_d = 0,9E_2$.

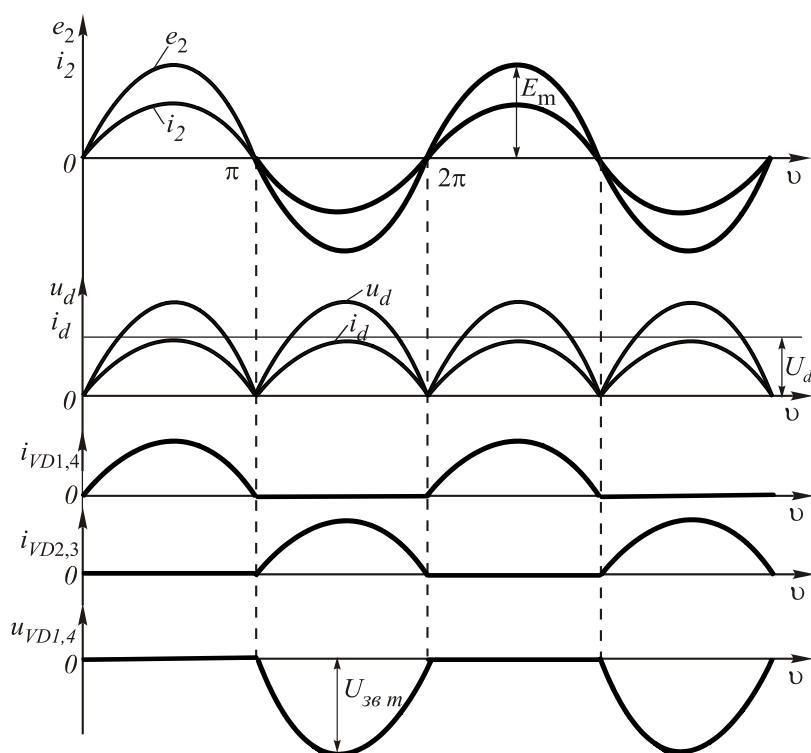


Рис. 2.3

У мостовій схемі в первинній та вторинній обмотках при роботі на активне навантаження протікає синусоїдний струм. Мостова схема характеризується високим коефіцієнтом використання елементів випрямляча та трансформатора. Тому зараз вона знаходить найбільше застосування для випрямлячів однофазного струму. Схема з середньою точкою містить два діоди $VD1$ і $VD2$ та трансформатор TV , який має дві вторинні обмотки, з'єднані послідовно та узгоджено (рис 2.1, в). У позитивний півперіод напруги мережі струм тече через діод $VD1$. У негативний півперіод струм тече через діод $VD2$. При цьому струм обох діодів протікає через навантаження в одному й тому ж напрямку. Криві випрямлених струму та напруги такі ж, як і в мостовій схемі (рис 2.1, а). Проте амплітудне значення зворотної напруги в даній схемі у 2

рази більше, ніж у мостовій схемі. Недолік схеми полягає у поганому використанні трансформатора, тому що є дві вторинні обмотки, які працюють по півперіоди кожна. Основна область застосування даної схеми — низьковольтні випрямлячі (перевага перед мостовою схемою, в якій послідовно з навантаженням увімкнені два діоди). У схемі послідовно з навантаженням увімкнений лише один діод, що при низьких випрямлених напругах дозволяє отримати більш високий ККД.

За рахунок того, що випрямлена напруга — пульсуюча, для отримання постійної напруги на виході випрямляча зазвичай ставлять згладжувальний фільтр. Згладжувальний фільтр — це пристрій, призначений для зменшення змінної складової випрямленої напруги. Пульсації випрямленої напруги характеризуються коефіцієнтом пульсацій, який дорівнює відношенню амплітуди першої (основної) гармоніки пульсацій $U_{(1)m}$ вихідної напруги до середнього значення вихідної напруги U_d ,

$$K_{\Pi} = U_{(1)m} / U_d .$$

Якщо знати кратність пульсацій випрямленої напруги m_{Π} , коефіцієнт пульсацій на виході випрямляча за першою гармонікою, можна визначити виразом $K_{\Pi} = 2 / (m_{\Pi}^2 - 1)$.

Порядок виконання роботи

1. Зняти та побудувати зовнішню (навантажувальну) характеристику $U_d = f(I_d)$ випрямляча, зібраного за однопівперіодною схемою. Накреслити осцилограми випрямленої напруги u_d , напругу на діоді u_{VD} , анодного струму діода i_a , струму вторинної i_2 обмотки трансформатора при роботі на R-навантаження. Визначити внутрішній опір випрямляча $r_{\text{вих}} = \Delta U_d / \Delta I_d$ у номінальному режимі.

Осцилограми накреслити у відповідності з їх часовим положенням відносно один одного для номінального значення струму навантаження

П р и м і т к а. На передній панелі лабораторного стенду (рис. 2.1) розташовані:

тумблер вмикання стенду з написом “Сеть”;

сигнальна лампа;

тумблер SA2 для послідовного вмикання діодів однопівперіодного випрямляча при дослідженні впливу внутрішнього опору діода на характеристики випрямляча ;

тумблер SA3 для вмикання різних конденсаторів при роботі випрямлячів на ємність;

тумблер SA5 для вмикання компенсаційної обмотки дроселя L2 у фільтрі LC з компенсацією;

тумблер SA6 для вмикання різних ємностей у фільтрі LC;

тумблер SA4 для вмикання активного навантаження до різних схем випрямлячів;

ручка регулювання активного опору навантаження “ R_n ”;

гнізда “1-20” для виміру напруг та перегляду осцилограм у характерних точках досліджуваних схем;

вольтметр PV1 для виміру напруги на вторинній обмотці трансформатора;

міліамперметр PA для виміру значення середнього випрямленого струму;

вольтметр PV2 для виміру напруги у характерних точках схем;

2. Дослідити вплив внутрішнього опору діода на характеристики випрямляча, для чого тумблер SA2 встановити у нижнє положення .

Контрольні питання

1. Пояснити принцип роботи однофазних схем випрямлення.

2. Що таке зовнішня характеристика випрямляча? Від чого залежить її нахил?

3. Чому максимальне значення струму вентиля випрямляча різне для різних видів навантаження при одній і тій ж потужності у навантаженні?
4. Зобразити форму струмів у елементах схеми випрямляча та струм навантаження.
5. Від чого залежить ККД випрямляча?
6. Порівняйте схеми випрямлячів між собою.

Лабораторна робота № 3

Дослідження підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах (ПБТ)

Мета роботи: дослідити параметри та характеристики підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах, ввімкнених за схемами спільний емітер (СЕ), спільна база (СБ) і спільний колектор (СК).

Опис досліджуваної схеми

До складу лабораторної установки входять: універсальний лабораторний стенд, змінний лабораторний модуль № 11, генератор Л-30 (GFG-8216A), вольтметр ВЗ-38 (ВЗ-13), осцилограф СІ-55, магазин опорів РЗЗ, мультиметр ВР-II.

На рис. 3.1 наведено принципову електричну схему лабораторного модуля, в якому зібрані три окремих підсилювальних каскади. Вибір досліджуваного каскаду здійснюється кнопковим перемикачем, котрий знаходиться на панелі лабораторного стенду. Вхідний сигнал від Л-30 надходить на входи каскадів через перемикач S1 (S2;S3) і нормально замкнений S5 або підключений до гнізд XS1 і

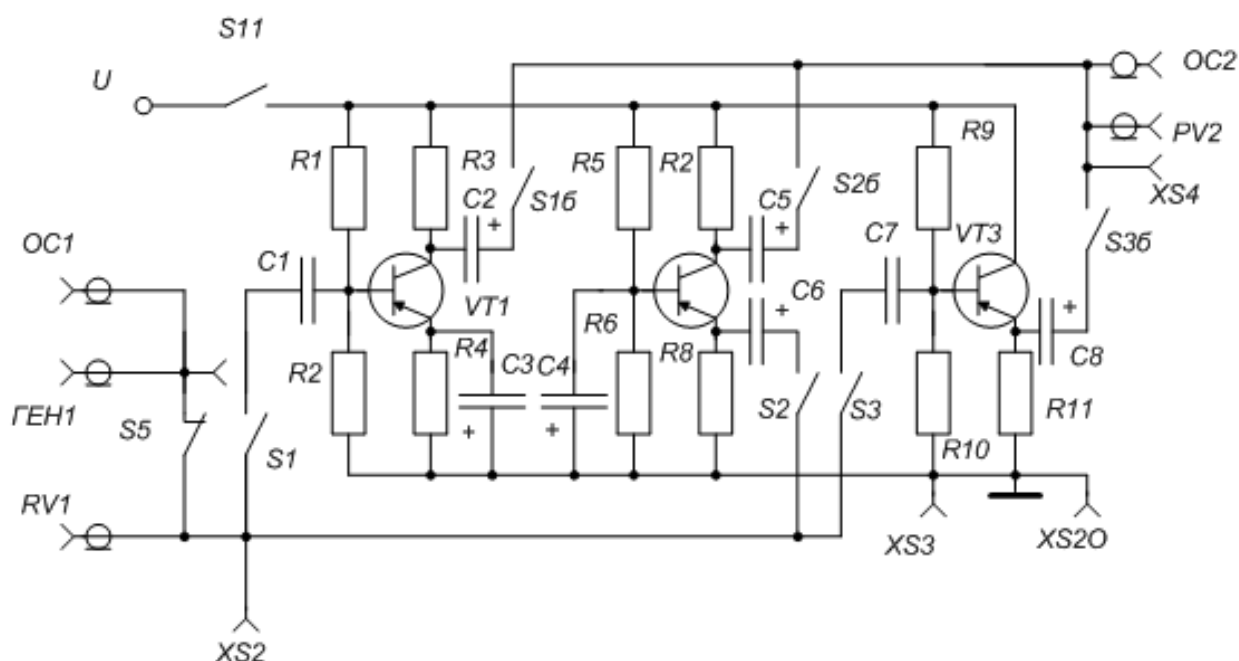


Рис. 3.1

Вхідний сигнал контролюється вольтметром $PV1$ або першим каналом підсилення осцилографа $CI-55$. Вихідний сигнал через перемикач $S1b$ ($S26, S36$) $XS2$ магазин опорів $P33$ при розімкненому $S1$. надходить на вихідний вольтметр $PV2$, другий канал підсилювання осцилографа $CI-55$ та гнізда $XS4$ і " \perp " ($XS20$), до яких можна також підключити зовнішнє навантаження. Усі каскади живляться від джерела постійної напруги U , котре вмикається натисканням кнопки « $S1\ 1$ » (ВКЛ).

Домашнє завдання

1. Вивчити схеми ввімкнення біполярних транзисторів у каскадах СЕ, СБ, СК, параметри та характеристики каскадів на низьких, середніх і високих частотах [1; 2; 3; 4; 9].

2. Привести вирази для коефіцієнтів підсилення напруги, струму потужності, вхідного та вихідного опорів каскадів СЕ, СБ, СК; підрахувати їх значення для показаних на рис. 2.1 схем на середній частоті ($f_r = 1$ кГц, $R_r = 0$).

Параметр	Каскад		
	СЕ	СБ	СК
$R_{ВИХ} (R_r=0)$			
$R_{ВХ} (R_H=R_{ВИХ})$			
$K_U (R_H=R_{ВИХ})$			
$K_I (R_H=R_{ВИХ})$			

Робоче завдання

1. Для кожного з досліджуваних підсилювальних каскадів СЕ, СБ, СК виміряти вхідний опір $R_{ВХ}$ на середній частоті: $f_r=1000$ Гц, $R_r=50$ Ом, $U_{ВХ}=10$ мВ для схем СЕ і СБ, $U_{ВХ}=100$ мВ для схеми СК, $R_{ВИХ}=R_H$.

2. Виміряти вихідний опір $R_{ВИХ}$ каскадів СЕ, СБ, СК: $f_r=1000$ Гц, $R_r=50$ Ом, $U_{ВИХ\ ХХ}=100$ мВ.

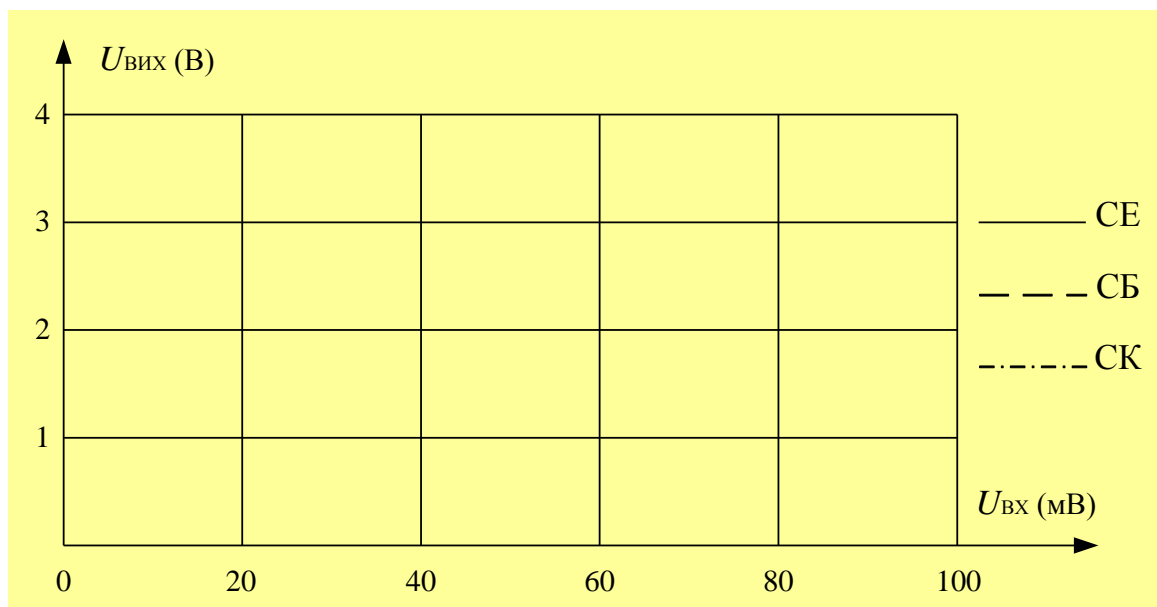
Параметр	Каскад		
	СЕ	СБ	СК
$R_{ВХ}$			
$R_{ВИХ}$			

3. Визначити коефіцієнти підсилення каскадів СЕ, СБ, СК за напругою K_U , струмом K_I , потужністю K_P на середній частоті: $f_r=1000$ Гц, $R_r=50$ Ом, $R_H=R_{ВИХ}$.

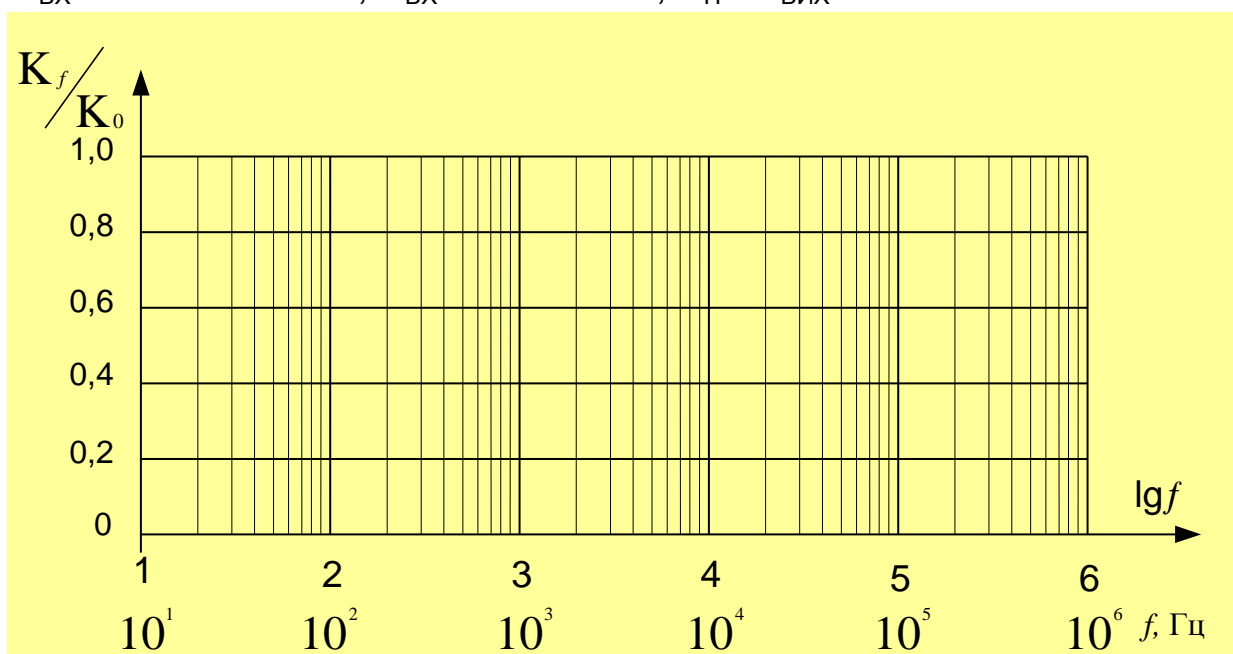
Параметр	Каскад		
	СЕ	СБ	СК
K_U			

K_I			
K_P			

4. Зняти і побудувати для каскадів СЕ, СБ, СК амплітудну характеристику $U_{\text{вих}}=F(U_{\text{вх}})$; : $f_f=1000$ Гц, $R_f=50$ Ом, $R_H=R_{\text{вих}}$.



5. Зняти і побудувати у напівлогарифмічному масштабі амплітудно-частотні характеристики /АЧХ/ каскадів СЕ, СБ, СК. Визначити для кожного каскаду граничні частоти і смугу пропускання: $R_f=50$ Ом, $U_{\text{вх}}=10$ мВ - СЕ і СБ, $U_{\text{вх}}=100$ мВ - СК, $R_H=R_{\text{вих}}$.



6. Порівняти результати розрахунків та вимірів, зробити висновки за кожним пунктом робочого завдання.

На рис. 3.1 показано три підсилювальних каскади. Перший каскад зібрано за схемою спільного емітера (СЕ). Основним елементом підсилювального каскаду є транзистор $VT1$ який забезпечує підсилення електричного сигналу. Резистори $R1, R2$ – вхідний дільник напруги, який забезпечує режим роботи базового кола на постійному струмі, іншими словами, вибір положення робочої точки на сім'ях статичних вхідних та вихідних вольт-амперних характеристик (ВАХ). Опір $R3$ є колекторним навантаженням транзистора на постійному струмі. Резистор $R4$ забезпечує від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ) на постійному струмі і виконує функцію термостабілізації робочої точки транзистора. Конденсатор $C3$ шунтує резистор $R4$ на змінному струмі і відповідно вилучає від'ємний зворотний зв'язок за змінним струмом. Роздільний конденсатор $C1$ розділяє джерело вхідного сигналу і вхід підсилювача на постійному струмі. Оскільки конденсатор перепускає тільки змінний струм, на вхід підсилювача буде передаватись тільки змінна складова вхідного сигналу. Окрім того, постійна напруга з дільника $R1, R2$ не буде впливати на режим роботи джерела вхідного сигналу. Призначення конденсатора $C2$ аналогічне. Він розділяє вихід підсилювача і навантаження на постійному струмі. Внаслідок цього до навантаження буде передана тільки змінна складова підсилюваного сигналу.

Принцип роботи транзисторного підсилювача пояснимо за допомогою рисунку 3.2. При невеликому змінюванні вхідного сигналу, прикладеного між базою і емітером, струм бази зміниться на якесь значення ΔI_B . При цьому струм колектора зміниться на значно більше значення $\Delta I_K = \beta \cdot \Delta I_B$. Навантаженням транзистора на змінному струмі є резистор $R3$ (або $R3$ та R_H , які на змінному струмі ввімкнуті паралельно), на якому виділяється напруга $U_{R3} = \Delta I_K \cdot R3$.

Режим роботи підсилення і клас підсилення визначаються положенням робочої точки «0» на вхідній та вихідній динамічних характеристиках транзистора.

Для одержання максимальної вихідної потужності на навантаженні динамічна навантажувальна характеристика вибирається таким чином, щоб вона знаходилась поблизу смуги гранично-допустимого режиму P_{Kmax} , але не перетинала її. У режимі підсилення класу А робоча точка «0» вибирається приблизно на середині динамічної навантажувальної характеристики. З рисунку 3.2 видно, що підсилювальний каскад, зібраний за схемою спільного емітера, змінює фазу вихідної напруги U_{KE} по відношенню до вхідної U_{BE} на 180 градусів. Побудовані графіки дозволяють також визначити основні параметри підсилювального каскаду:

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{КЕmax}} - U_{\text{КЕ0}}}{U_{\text{БЕmax}} - U_{\text{БЕ0}}}; \quad R_{\text{ВИХ}} \approx R_{\text{К}};$$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{БЕmax}} - U_{\text{БЕ0}}}{I_{\text{БЕmax}} - I_{\text{БЕ0}}}; \quad K_I = \frac{\Delta I_{\text{ВИХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{Кmax}} - I_{\text{К0}}}{I_{\text{Бmax}} - I_{\text{Б0}}}.$$

Амплітудна характеристика підсилювача - це залежність амплітуди вихідного сигналу від амплітуди вхідного (рис. 3.3) $U_{\text{ВИХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$.

Для ідеального підсилювача амплітудна характеристика

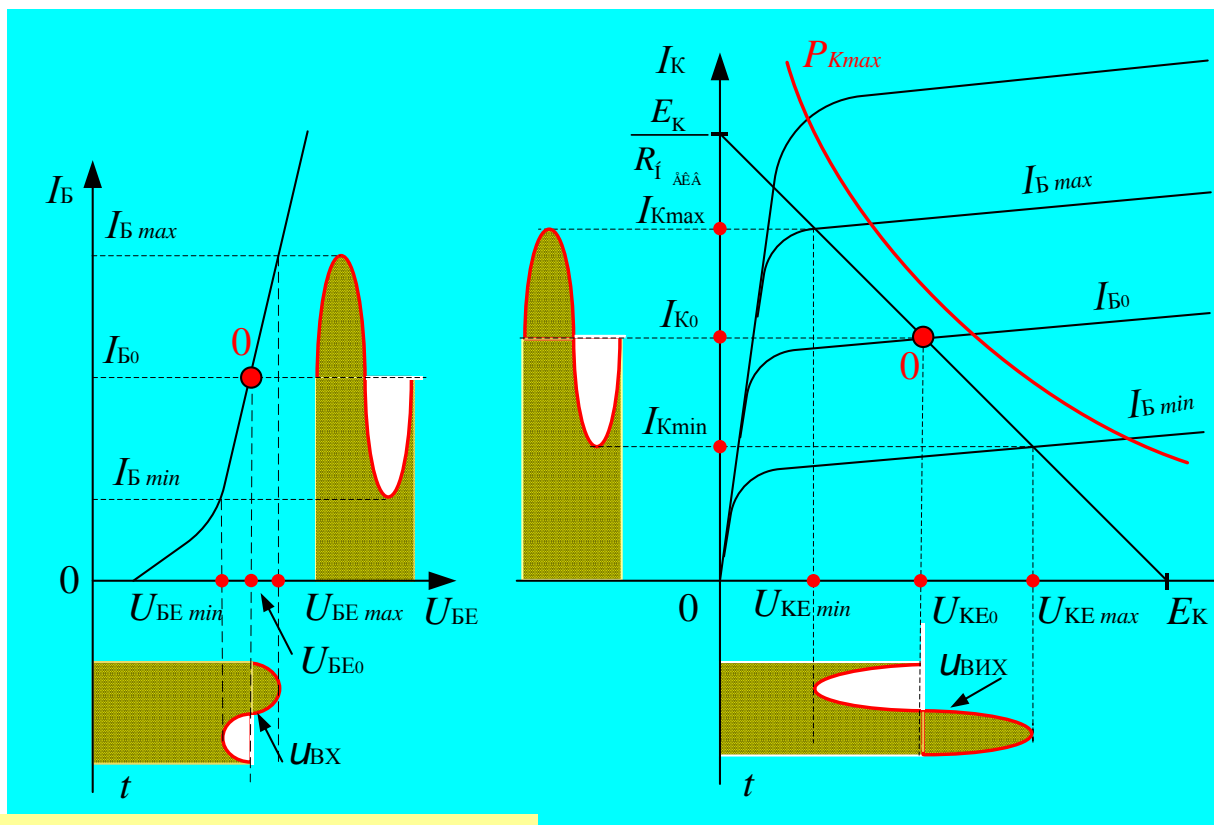


Рис. 3.2

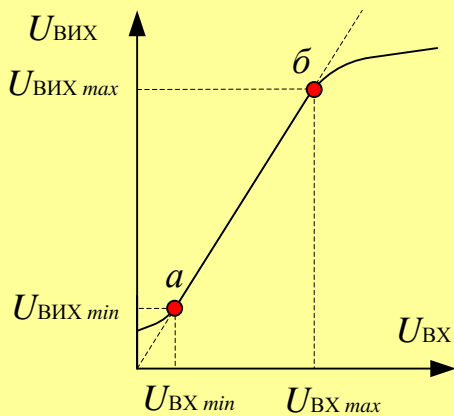
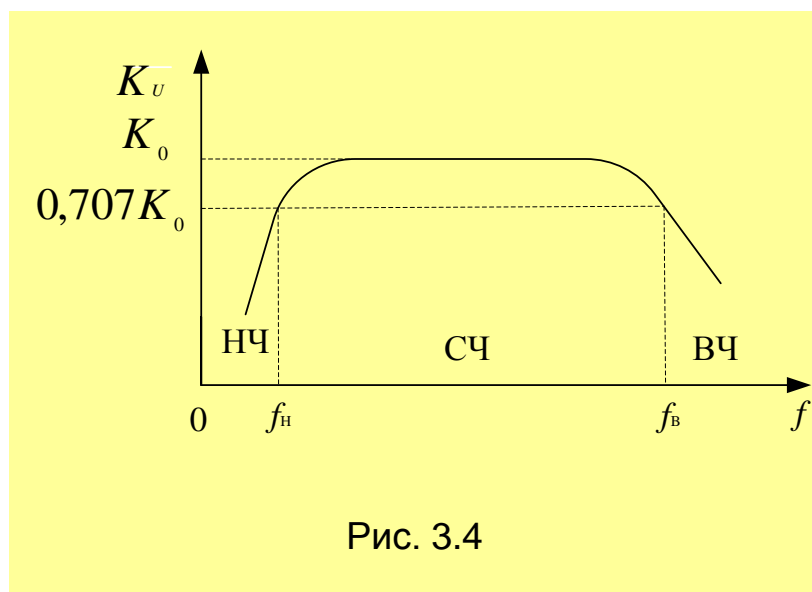


Рис. 3.3

представляє пряму лінію, яка проходить через початок координат. Амплітудна характеристика реального підсилювача збігається з характеристикою ідеального тільки на відрізку [а, б]. При вхідних сигналах $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВХmax}}$ вихідна напруга підсилювача не зростає. Це зв'язано з тим, що у режимі великих вхідних сигналів робоча точка транзистора заходить у режим насичення (мають

прояв нелінійні властивості транзистора). При цьому вихідний сигнал спотворюється. Це явище має назву нелінійних спотворень.

При малих вхідних сигналах $U_{BX} < U_{BXmin}$ вихідна напруга підсилювача залишається постійною і дорівнює U_{BIXmin} . Напруга U_{BIXmin} має назву напруги власних шумів підсилювача. Власні шуми підсилювача обумовлені різними перешкодами і наводками, а також непостійністю електричних процесів у часі. За допомогою підсилювача неможливо підсилювати сигнали з амплітудою $U_{BX} < U_{BXmin}$, оскільки підсилюваний сигнал не можна визначити у власних шумах підсилювача. Відношення $U_{BXmax}/U_{BXmin} = D$ називається динамічним діапазоном підсилювача.



Розглянута схема має амплітудно-частотну характеристику (АЧХ), яка показана на рис.3.4. Зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах (НЧ) обумовлено наявністю у схемі роздільних конденсаторів $C1, C2$. При зниженні частоти f опір конденсаторів $X_C = 1/\omega C$ збільшується. Це

спричиняє зменшення підсилюваної напруги на навантаженні. В області середніх частот (СЧ) опір конденсаторів $C1, C2, C3$ стає зневажливо малим і його можна не враховувати. В області високих частот (ВЧ) починають проявлятися частотні властивості транзистора і його коефіцієнт підсилення зменшується. Розглянута схема має широке розповсюдження як складова частина різних транзисторних пристроїв.

Третій каскад (див. рис. 3.1) зібрано за схемою спільного колектора (СК). Інша назва цієї схеми - емітерний повторювач. Призначення основних елементів даної схеми таке, як і у попередньої. Різниця лише в тому, що резистор $R11$ задає робочу точку вихідного кола транзистора і є його навантаженням. Оскільки в транзисторі напруга U_{BE} дуже мала, можна вважати, що $U_{BIX} \approx U_{BX}$. Отже, емітерний повторювач не підсилює напругу ($K_u \leq 1$). Однак схема забезпечує підсилення струму $\Delta I_K = (\beta + 1)\Delta I_B$ і потужності.

У схемі емітерного повторювача відсутній шунтуючий конденсатор у емітерному колі. Отже, вся вихідна напруга виділяється на резисторі R_{11} . По відношенню до переходу база-емітер транзистора ця напруга ввімкнута послідовно і зустрічно з вхідною напругою. Таким чином, у схемі діє стовідсотковий послідовний від'ємний зворотний зв'язок за вихідною напругою. У зв'язку з цим емітерний повторювач має великий вхідний і малий вихідний опір. Ці властивості емітерного повторювача визначають області його вживання в якості підсилювача струму як елемент узгодження високоомного джерела вхідного сигналу з низькоомним навантаженням. Оскільки в емітерному повторювачі діє глибокий від'ємний зворотний зв'язок, він впливає на параметри і характеристики підсилювача. Зокрема, розширюється смуга пропускання, зменшуються частотні та нелінійні спотворення.

1. Для вимірів вхідного опору R_{BX} використовується магазин каліброваних опорів РЗЗ, який вмикається між джерелом гармонічного сигналу Л-30 та досліджуваним каскадом (рис. 3.5).

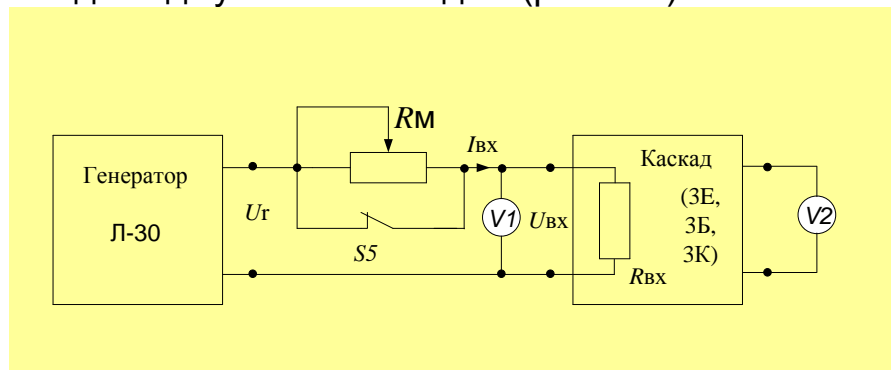


Рис. 3.5

На опорі магазину R_M виділяється частина вхідного сигналу U_G яка визначається відношенням R_M і R_{BX} . Вольтметр V1 при замкненому S5 показує U_G , а при розімкненому S5 - значення U_{BX} . Вимірювання R_{BX} зводиться до установлення деякого значення U_G за вольтметром V1 і вибору такого значення R_M , щоб $U_{BX} = 0,5U_G$. У цьому випадку сигнал генератора U_G ділиться нарівно між R_M та R_{BX} , через те $R_M = R_{BX}$ і значення R_{BX} визначається за шкалами магазину опорів.

2. При вимірюванні вихідного опору $R_{ВИХ}$ магазин опорів використовується як каліброване навантаження $R_H = R_M$, яке підключається до гнізда XS4 та XS20 (\perp) лабораторного стенду (Рис. 3.6). При постійній напрузі $U_{BX} = U_G$, яка вимірюється вольтметром V1, величина вихідної напруги на навантаженні R_f , вимірюваної вольтметром V2 визначається співвідношенням величин $R_{ВИХ}$ і R_H . При $R_H = \infty$ маємо $U_{ВИХ.н.х.} = U_H$. Для визначення $R_{ВИХ}$ необхідно встановити величиною U_G зручне значення вихідної напруги неробочого ходу

$U_{\text{ВІХ.х.х.}}$ при відключеному навантаженні. Після цього треба встановити максимальний опір і ввімкнути його до гнізд XS4 і XS20 (\perp). Після того, як за зменшенням $R_{\text{Н}}$, напруга $U_{\text{Н}}$ зменшується до величини $U_{\text{Н}} = 0,5 \cdot U_{\text{ВІХ.х.х.}}$, шукану величину $R_{\text{ВІХ}}$ каскаду можна визначити за шкалою РЗЗ.

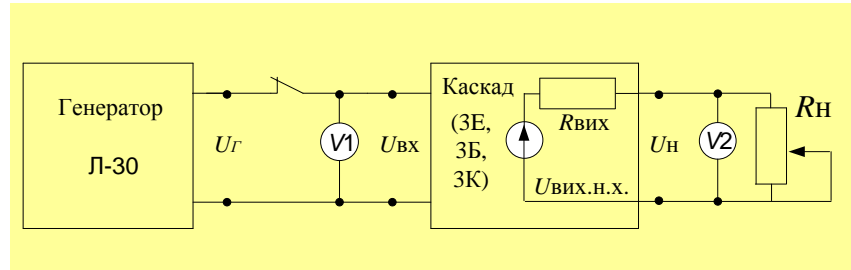


Рис. 3.6

Всі наступні виміри проводяться при оптимальному навантаженні каскадів $R_{\text{І}} = R_{\text{ВІХ}}$, відповідному максимальному підсиленню сигналу за потужністю.

3. Коефіцієнт підсилення каскадів за напругою K_U визначається безпосередньо за показанням вхідного і вихідного вольтметрів. Коефіцієнт підсилення за струмом визначається перерахуванням:

$$K_I = \frac{I_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}} \cdot \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}} = K \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Н}}}.$$

Аналогічно, коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$K_P = K_U K_I = K_U^2 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Н}}} = K_I^2 \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}}}.$$

4. При зніманні амплітудної характеристики каскадів потрібно при $U_{\text{Г}} = 0$ визначити $U_{\text{ВІХ.х.х.}}$, яке є шумовою складовою вихідного сигналу. Величина $U_{\text{ВІХ.х.х.}}$ визначається вольтметром V2 при появі істотних нелінійних спотворень, які спостерігаються за допомогою осцилографа.

Потрібно пам'ятати, що вольтметри V1 і V2 показують діюче значення синусоїдальних напруг, отже, максимальний розмах напруг, що визначає динамічний діапазон вхідного і вихідного сигналів, у $\sqrt{2}$ разів більше.

5. При зніманні та побудові нормованих АЧХ $K(f)/K_0$ треба підтримувати $U_{\text{Г}} = U_{\text{ВХ}} = \text{const.}$

Тоді

$$\frac{K(f)}{K_0} = \frac{U_{\text{ВНХ}}(f)/U_{\text{ВХ}}(f)}{U_{\text{ВНХ}}(f_0)/U_{\text{ВХ}}(f_0)} = \frac{U_{\text{ВНХ}}(f)}{U_{\text{ВНХ}}(f_0)} \bigg|_{U_{\text{ВХ}}(f) = U_{\text{ВХ}}(f_0)},$$

де f_0 - частота діапазону, для якого $K(f) = \text{const}$ верхня $f_{\text{В.ГР}}$ та нижня $f_{\text{Н.ГР}}$ граничні частоти визначаються за зменшенням підсилення, за потужністю удвічі. При $Z_{\text{ВХ}} = \text{const}$ і $Z_{\text{Н}} = \text{const}$ у всьому частотному діапазоні це означає зменшення $K_{\text{У}}$ і $K_{\text{Г}}$ на граничних частотах в $\sqrt{2}$ разів. Тому визначення АЧХ належить починати із знаходження частот $f_{\text{В.ГР}} > f_0$ і $f_{\text{Н.ГР}} < f_0$, на яких $K_j(t)/K_j(f_0) = 0.707$. Інші ординати АЧХ треба визначити для частот $f_{\text{Н.ГР}} < f_0 < f_{\text{В.ГР}}$, у відповідності з їх рівномірним розподілом, на графіку з логарифмічним масштабом частоти.

УВАГА! Усі виміри, які проводяться за допомогою вольтметрів $V1$ і $V2$, можна робити двопробним осцилографом СІ-55, використовуючи його перший канал вертикального відхилення як вольтметр $V1$, а другий канал - як вольтметр $V2$

Контрольні запитання

1. Визначіть за принциповою схемою каскаду спосіб ввімкнення транзистора.
2. Порівняйте каскади СЕ, СБ, СК за коефіцієнтами підсилення.
3. У якому каскаді реалізовано підсилення за струмом і потужністю?
4. Який каскад забезпечує підсилення за потужністю та чому?
5. У якому каскаді реалізовано підсилення за напругою та потужністю?
6. Порівняйте підсилювальні каскади СЕ, СБ, СК за величинами $R_{\text{ВХ}}$ і $R_{\text{ВНХ}}$. Чим вони відрізняються?
7. Порівняйте частотні властивості каскадів СЕ, СБ, СК і поясніть причини відмінностей.
8. Поясніть призначення кожного компоненту схем каскадів.
9. Як залежить $R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВНХ}}$, $K_{\text{У}}$, $K_{\text{Г}}$, $K_{\text{Р}}$ каскадів СЕ, СБ, СК від значень електричних параметрів компонентів?
10. Коли, треба використовувати підсилювальні каскади СЕ, СБ, СК?
11. Назвіть основні способи завдання режиму роботи біполярного транзистора у підсилювальних каскадах СЕ, СБ, СК?
12. Як побудувати навантажувальну лінію на постійному та змінному струмі?
13. Поясніть вплив температури на режим роботи підсилювальних каскадів.

14. Які вам відомі способи температурної стабілізації режиму роботи каскадів? Поясніть особливості їх застосування.

Лабораторна робота № 4

Дослідження розв'язуючих підсилювачів

Мета роботи: дослідити властивості неінвертуючого та інвертуючого підсилювачів, автогенераторного та чекаючого мультивібраторів, інвертуючого суматора, тригера Шмідта, інтегратора, компаратора, генераторів пилоподібної та трикутної напруги.

Опис досліджуваної схеми

До складу лабораторної установки входять: лабораторний стенд (рис. 4); змінні панелі, на яких нанесені умовні зображення досліджуваних схем і відповідні написи; осцилограф С1-55.

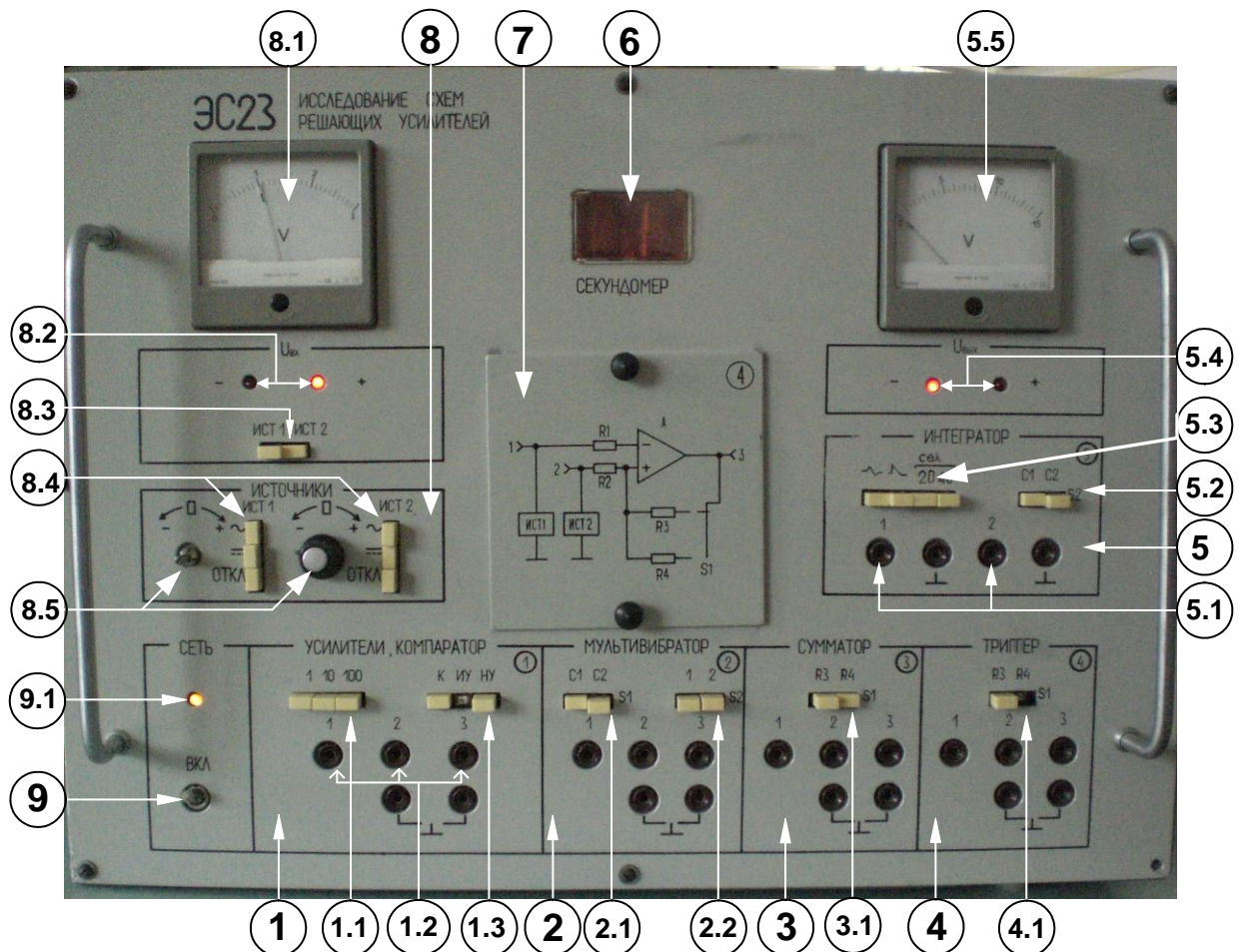


Рис.4

Схема стенду складається з досліджуваних пристроїв: неінвертуючого підсилювача (рис. 4.1); інвертуючого підсилювача

(рис. 4.2); компаратора (рис. 4.3); автогенераторного мультивібратора (рис. 4.4); чекаючого мультивібратора (рис. 4.5); інвертуючого суматора (рис. 4.6); тригера Шмідта (рис. 4.7); інтегратора (рис. 4.8); генератора пилкоподібної напруги (рис. 4.9); генератора трикутної напруги (рис. 4.9). Крім того, до нього належать допоміжні пристрої: автоматичного вибору полярності напруги; формувач інтервалів часу; генератор; блок живлення.

На передній панелі стенду (рис. 4) розташовані:

1. Панель дослідження компаратора, інвертуючого і неінвертуючого підсилювачів:
 - 1.1. перемикач «S1» (1, 10, 100) для задання коефіцієнта передачі підсилювачів;
 - 1.2. гнізда «1», «2», «3» для підключення зовнішніх вимірювальних приладів;
 - 1.3. перемикач «К, ИУ, НУ» для вибору схеми підсилювача та компаратора.
2. Панель дослідження мультивібраторів:
 - 2.1. перемикач «S1» для вибору конденсатора часозадавального кола (C1, чи C2);
 - 2.2. перемикач «S2» (1, 2) запуску чекаючого мультивібратора.
3. Панель дослідження суматора:
 - 3.1. перемикач «S1» (R3, R4) резистора зворотного зв'язку суматора.
4. Панель дослідження тригера Шмідта:
 - 4.1. перемикач «S1» (R3, R4) резистора зворотного зв'язку тригера Шмітта.
5. Панель дослідження інтегратора, генераторів пилкоподібної і трикутної форми:
 - 5.1. гнізда для підключення зовнішніх вимірювальних приладів на вході (1) і на виході (2) схеми;

- 5.2. перемикач «S2» для вибору інтегруючої ємності інтегратора;
- 5.3. перемикач «S1» для вибору схеми дослідження (генератора трикутної форми, пілкоподібної форми та часу інтегрування інтегратора 20 чи 40 секунд);
- 5.4. лампочки індикації полярності вихідної напруги інтегратора;
- 5.5. вольтметр « $U_{\text{вих}}$ » для вимірів постійних напруг інтегратора;
- 6. Цифровий індикатор (секундомір).
- 7. Накладна панель досліджуваної схеми.
- 8. Панель джерел вхідних напруг:
 - 8.1. вольтметр « $U_{\text{вх}}$ » для вимірювання вхідних постійних напруг;
 - 8.2. лампочки індикації полярностей вхідних постійних напруг;
 - 8.3. перемикачі «ИСТ1», «ИСТ2» для підключення вольтметра, що реєструє постійну регульовану напругу джерел вхідних сигналів;
 - 8.4. перемикачі джерел сигналів «ИСТОЧНИКИ» («ИСТ1», «ИСТ2»);
 - 8.5. потенціометри для регулювання величин постійних напруги джерел вхідних сигналів.
- 9. Тумблер «Вкл» для ввімкнення стенду;
 - 9.1. лампочка «Сеть» для контролю ввімкнення.

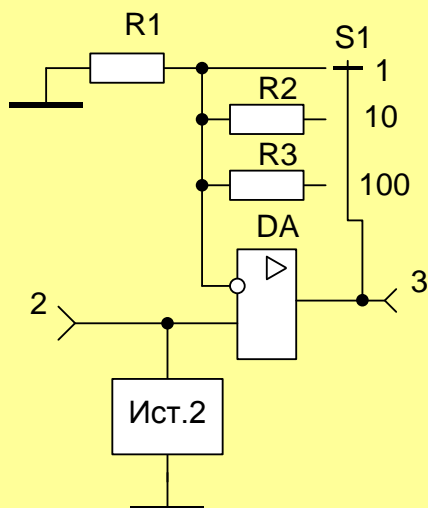


Рис. 4.1

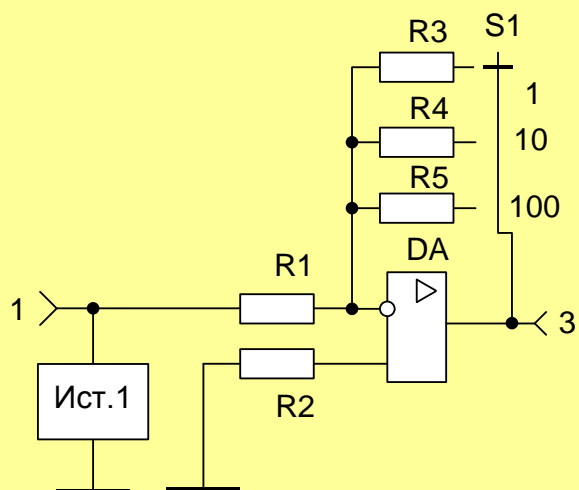


Рис. 4.2

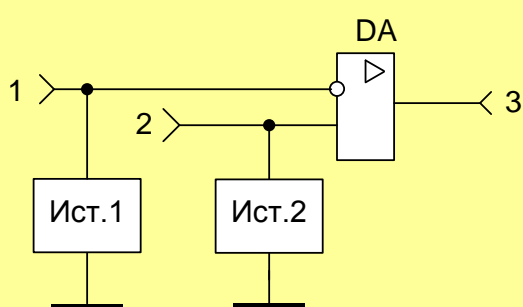


Рис. 4.3

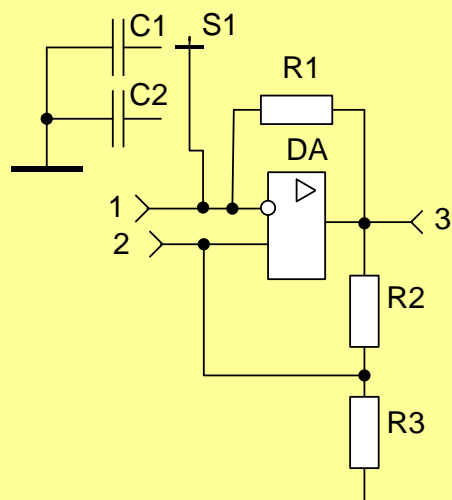


Рис. 4.4

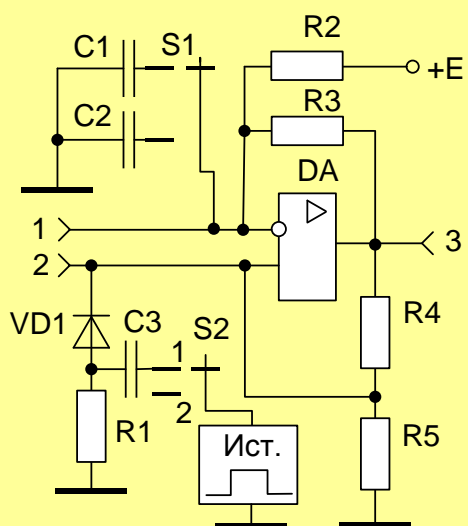


Рис. 4.5

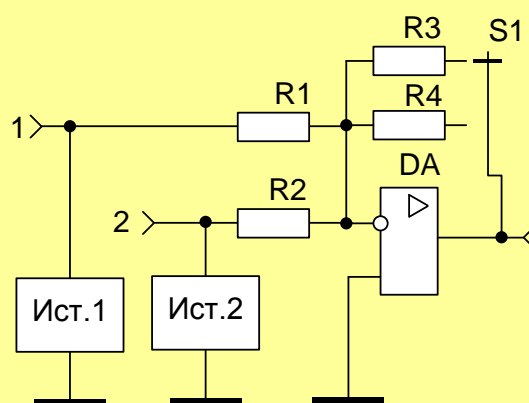


Рис. 4.6

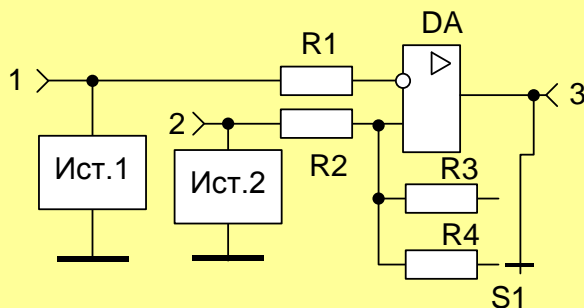


Рис. 4.7

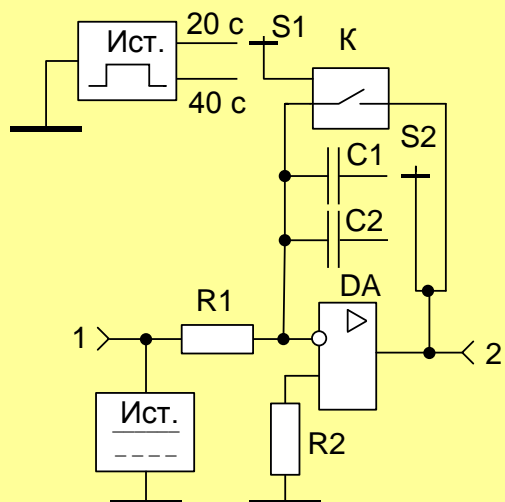


Рис. 4.8

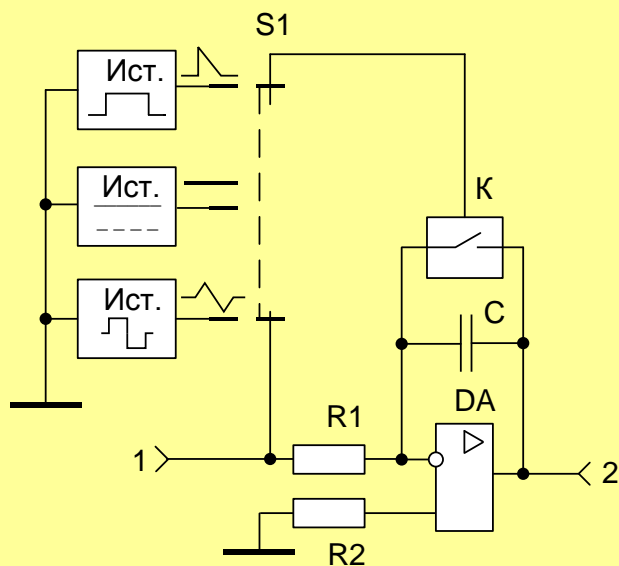


Рис. 4.9

1. Схеми компаратора, неінвертуючого та інвертуючого підсилювачі виконані на основі операційного підсилювача (ОП) К553УД2. Вхід і вихід операційного підсилювача та елементи схеми через роз'єднувач з'єднані з перемикачем вибору зразка досліджуваної схеми (4.3), перемикачем вибору

коефіцієнта передачі (1.1) з гніздами (1.2) на панелі (1) рис.4. Для початкового балансування ОП використовується підстроювальний резистор.

При встановленні накладної панелі з зображенням відповідної досліджуваної схеми через перемикач на операційний підсилювач подається напруга живлення ± 15 В.

На входи «Вх. 1» та «Вх. 2» досліджуваних схем через перемикачі поступають постійні регульовані або змінні напруги від джерел сигналів з плати генератора ⑧.

2. Схеми автогенераторного та чекаючого мультівібраторів виконані на основі операційного підсилювача К553УД2. Елементи схеми через роз'єднувач з'єднані з перемикачами досліджуваних схем, вибору конденсатора часозадаючого кола $S1$ (2.1), режиму роботи чекаючого мультівібратора $S2$ (2.2), розташованими на панелі ② рис. 4.

В чекаючому режимі мультівібратора на інвертуючий вхід ОП через диференційне коло $C3R1$ та діод $VD1$ надходять запускаючі імпульси з плати генератора. На інший вхід подається напруга зміщення від блока живлення (рис. 4.5).

3. Схема інвертуючого суматора (рис. 4.6) виконана на основі ОП К553УД2. Елементи схеми через роз'єднувач з'єднані з перемикачами досліджуваної схеми і вибору масштабного коефіцієнта $S1$ (3.1) та гніздами на панелі ③. При встановленні накладної панелі з відповідним зображенням суматора (рис. 4.6) через перемикач досліджуваних схем до ОП подається напруга живлення ± 15 В.

На входи «Вх. 1» та «Вх. 2» досліджуваної схеми через перемикач поступають напруги від джерел сигналу з плати генератора.

4. Схема тригера Шмідта (рис. 16.7) виконана на основі ОП К553УД2. Елементи схеми через роз'єднувач з'єднані з перемикачами досліджуваної схеми, вибору режиму роботи $S2$ (4.1) та гніздами підмикання осцилографа на панелі ④. При встановленні накладної панелі з зображенням тригера через перемикач досліджуваних схем на ОП подається напруга живлення ± 15 В.

На входи досліджуваних схем через перемикач «Вх. 1» та «Вх. 2» подаються напруги від джерел сигналу з плати генератора.

5. Схеми інтегратора, генераторів пилкоподібної та трикутної напруги виконані на основі ОП К553УД2. Елементи схеми через роз'єднувач з'єднані з перемикачами досліджуваних схем, вибору конденсатора сталої інтегрування 5.2, часу інтегрування і роду роботи 5.3 та гніздами на передній панелі 5.1 плати 5.

В режимі інтегрування конденсатор зворотного зв'язку розряджається через контакти реле (рис. 4.8), що вмикається транзистором. На транзистор надходять імпульси керування з плати формування інтервалів часу. На інвертуючий вхід підсилювача подається постійна напруга зміщення.

В режимі генератора пилкоподібної напруги (рис. 4.9) розряд конденсатора відбувається через транзисторний ключ, на вхід якого через перемикач S1 5.3 надходять імпульси прямокутної форми з плати генератора. На інвертуючий вхід підсилювача подається постійна напруга зміщення.

В режимі генератора трикутної напруги (рис. 4.9) на інвертуючий вхід підсилювача подається різнополярна напруга прямокутної форми з плати генератора 5.3.

6. Для вимірів вхідних та вихідних напруг обох полярностей використовуються вольтметри постійного струму, підключені до вимірюваних схем через пристрої автоматичного вибору полярності.

Пристрій автоматичного вибору полярності побудовано на основі підсилювачів К553УД2 та транзисторних ключів. При подачі на вхід пристрою напруги будь-якої полярності на виході пристрою встановлюється напруга тільки позитивної полярності. При цьому абсолютне значення цієї напруги дорівнює значенню вхідної напруги. Транзисторні ключі підключають одну з ламп індикації полярності напруги.

7. Формувач інтервалів часу, побудований на основі мікросхем серії К155, складається з генератора на частоту 100 кГц, дільників частоти на лічильниках та формувача імпульсів скидання на тригерах і чекаю чому мультівібраторі. На виході формувача

виробляється послідовність імпульсів лічби з періодом одна секунда. Для керування інтегратором та індикатором інтервалів часу формувач скидання виробляє імпульс скидання тривалістю п'ять секунд по закінченню часу інтегрування у 20 або 40 секунд.

8. Плата генератора складається з мостового генератора Віна, буферного підсилювача з регульованим коефіцієнтом підсилення і компаратора. Генератор виробляє синусоїдну напругу частотою 1000 Гц, яка надходить до підсилювача, з допомогою якого встановлюється необхідна величина синусоїдної напруги для подальшого використання її при дослідженні схем.

Крім того, ця напруга подається до компаратора, який виробляє напругу прямокутної форми обох полярностей для керування генератором трикутних імпульсів на основі інтегратора. Усі перераховані пристрої плати генератора побудовані на основі ОП К553УД2.

Домашнє завдання

1. Вивчити принцип дії, параметри та характеристики операційних підсилювачів [1; 2; 3; 4; 9].
2. Визначити вхідний та вихідний опори, коефіцієнти підсилення інвертуючого та неінвертуючого підсилювачів (див. рис. 4.1, 4.2).
3. Вивчити принцип роботи компаратора (див. рис. 4.3), мультівібратора (див. рис. 4.4), чекаючого мультівібратора (див. рис. 4.5), суматора (див. рис. 4.6), тригера Шмітта (див. рис. 4.7), інтегратора, генераторів пилоподібної та трикутної напруг (див. рис. 4.8, 4.9), на операційних підсилювачах [1; 2; 3; 4; 9].

Робоче завдання

А. Підсилювачі і суматори

Неінвертуючий підсилювач

1. Дослідити вплив кола зворотного зв'язку на параметри підсилювача. Зняти і побудувати передавальну характеристику неінвертуючого підсилювача $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ (див. рис. 4.1) при параметрах кола зворотного зв'язку, що забезпечує розрахований

коефіцієнт підсилення $K_U=1, 10, 100$; $K_U=U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}=(R_1+R_2)/R_1$; $R_1=10$ кОм.

Для цього потрібно:

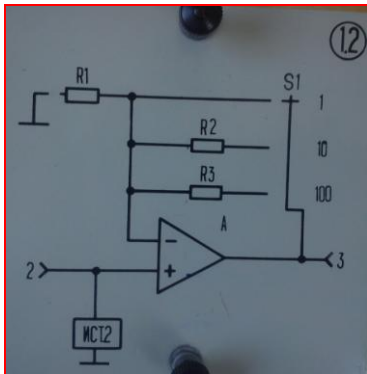


Рис.3.10. Панель схеми неінвертуючого підсилювача

- Під'єднати до стенду накладну панель №1.2 зі схемою неінвертуючого підсилювача (рис.4.10);

- на панелі "УСИЛИТЕЛИ, КОМПАРАТОР" (поз. 1) нажати на кнопку "НУ" (поз. 1.3);

- включити джерело постійної напруги "=ИСТ2" (поз. 8.4) на панелі "ИСТОЧНИКИ" і вольтметр реєстрації вхідної напруги (поз. 8.1) кнопкою "ИСТ 2" (поз. 8.3);

- змінюючи значення вхідної напруги потенціометром (поз. 8.5) на панелі "ИСТОЧНИКИ", записати показання вольтметра вихідної напруги " $U_{\text{вих}}$ " (поз. 5.5) при коефіцієнтах підсилення 1, 10, 100, які виставляються перемикачем "S1"(1, 10, 100) (поз. 1.1). Результати занести до таблиць 1, 2 ,3.

Таблица 1

$K_U=1$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	-3	-2	-1	0	1	2	3
	$U_{\text{вих}}, \text{В}$							

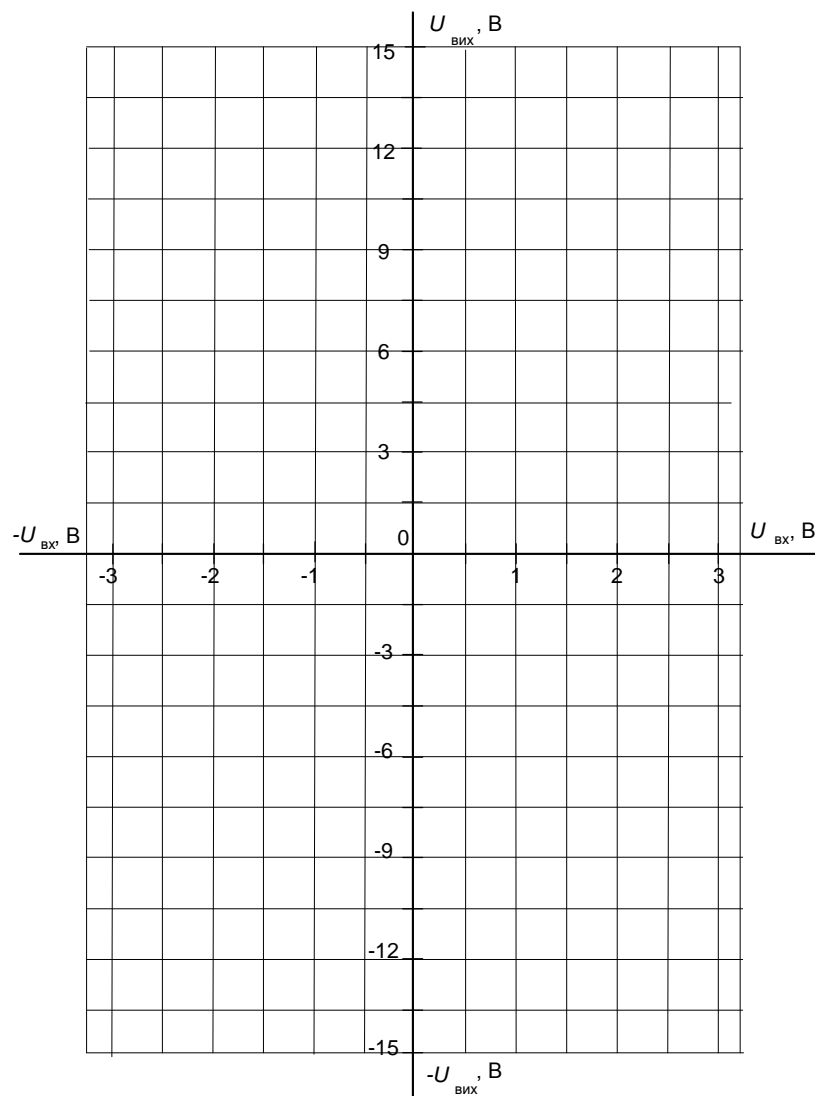
Таблица 2

$K_U=10$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	-2	-1,5	-1,25	-1	-0,5	0	0,5	1	1,25	1,5	2
	$U_{\text{вих}}, \text{В}$											

Таблиця 3

$K_U=100$	$U_{ВХ}, В$	-0,2	-0,1	0	0,1	0,2
	$U_{ВІХ}, В$					

За даними таблиць 1, 2, 3 побудувати передавальні характеристики



2. Визначити з передавальних характеристик K_U і порівняти з розрахунками.

3. Дослідити вплив характеристики передачі на нелінійні спотворення. Намалювати осцилограми $U_{\text{вих}}$ у схемі п.1 при синусоїдній вхідній напрузі $U_{\text{вх}}=0,5\text{В}$.

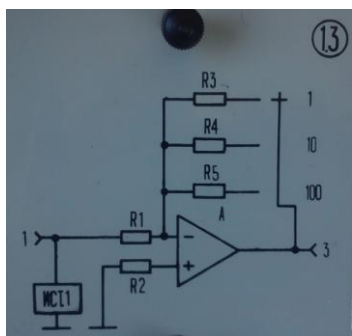


Рис.4.11. Панель схеми

інвертуючого підсилювача Підключити до стенду накладну панель №1.3, рис.4.11.

Інвертуючий підсилювач

Зняти і побудувати передавальну характеристику інвертуючого підсилювача $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$ (див. рис. 4.2) при параметрах кола зворотного зв'язку, що забезпечує розрахований коефіцієнт підсилення $K_U=1, 10, 100$; $K_U=-U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}=-R_3/R_1$; $R_1=10\text{ кОм}$.

Результати занести до таблиць 4, 5, 6.

Таблиця 4

$K_U=-1$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	-3	-2	-1	0	1	2	3
	$U_{\text{вих}}, \text{В}$							

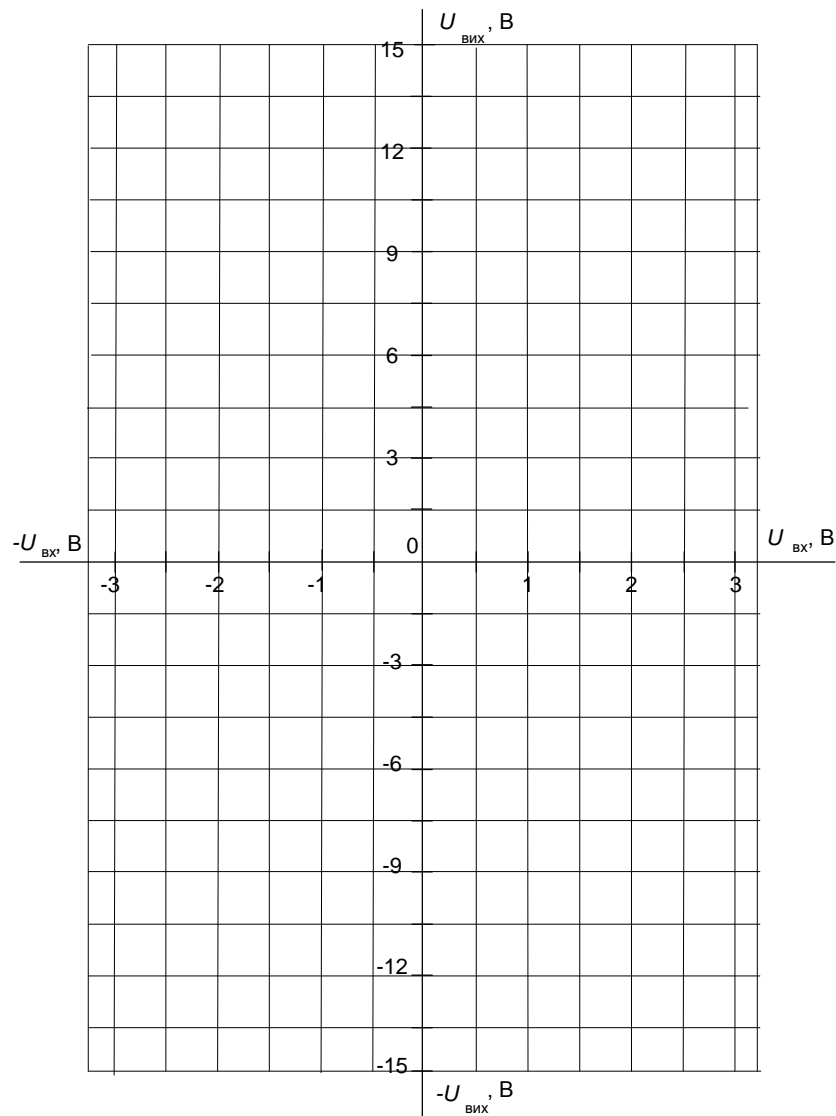
Таблиця 5

$K_U=-10$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	-2	-1,5	-1,25	-1	-0,5	0	0,5	1	1,25	1,5	2
	$U_{\text{вих}}, \text{В}$											

Таблиця 6

$K_U = -100$	$U_{вх}, В$	-0,2	-0,1	0	0,1	0,2
	$U_{вих}, В$					

За даними таблиць 4, 5, 6 побудувати передавальні характеристики



6. Визначити з передавальних характеристик K_U і порівняти з розрахунками

Суматор

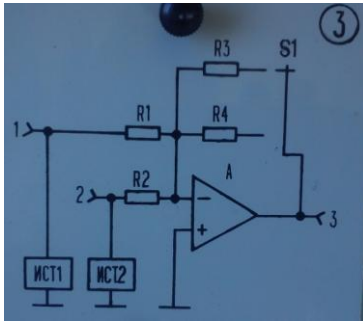


Рис.4.12. Панель суматора

7. Підключити до стенду накладну панель №3, рис.4.12.

Здійснити додавання сигналів. Намалювати осцилограми $U_{\text{ВІХ}}$, $U_{\text{ВХ1}}$, $U_{\text{ВХ2}}$ в інвертуючому суматорі при $K_U=1$; 10 при постійному $U_{\text{ВХ1}}$ і синусоїдному $U_{\text{ВХ2}}$.

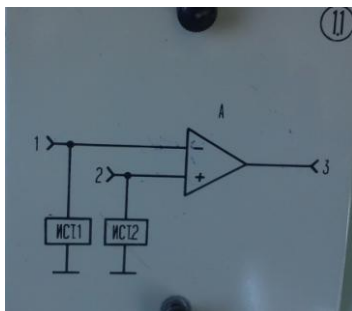


Рис.4. 13. Панель схеми компаратора

Б. Компаратор

Підключити до стенду накладну панель №1.1, рис.4.13.

1. Дослідити роботу операційного підсилювача, як компаратора для формування прямокутних імпульсів. Намалювати осцилограми $U_{\text{ВІХ}}$ у схемі рис. 4.3 при синусоїдній напрузі $U_{\text{ВХ2}}=0,5 \text{ В}$ і постійній напрузі $U_{\text{ВХ1}}=-0.5 \text{ В}$, 0 та $+0,5 \text{ В}$.

В. Мультивібратор

Підключити до стенду накладну панель №2.2, рис.4.14.

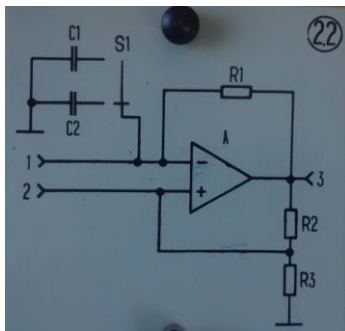


Рис.4.14.

Панель схеми мультивібратора

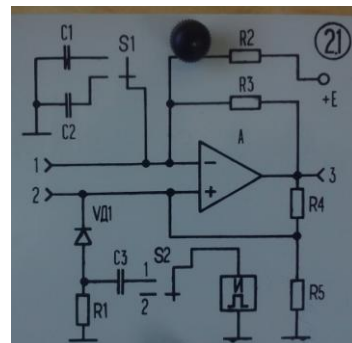


Рис.4.15.

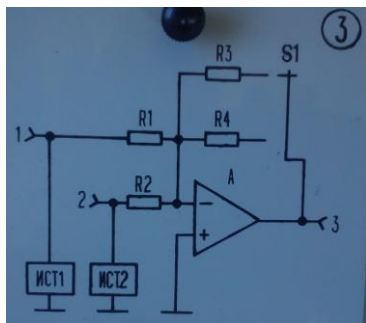
Панель схеми чекаючого мультивібратора

1. Дослідити залежність періоду і частоти від сталої часу перезаряду конденсатора $\tau = CR_1$. Намалювати осцилограми U_C і U_{R_3} (нижнє плече дільника R_2 і R_3) для значень $\tau = 0,2$ мс і $0,05$ мс. Виміряти осцилографом період T та частоту $f = 1/T$ мультівібратора.

2. Знайти відносну похибку вимірів частоти $\delta = \Delta f / f$, де f – розрахована частота, а Δf – різниця між виміряною та розрахованою частотами. Для розрахунку частоти $T = 1/f = 2 \ln(1 + R_3/R_2)$.

3. Вставити накладну панель №2.1, рис.4.15. Дослідити залежність тривалості імпульсу чекаючого мультівібратора від сталої часу перезаряду конденсатора. Намалювати осцилограми $U_{ВИХ}$, $U_{ВХ1}$, $U_{ВХ2}$.

Г. Тригер Шмідта



Підключити до стенду панель №3, рис.4.16.

1. Дослідити залежність тривалості імпульсу на виході тригера від величини резистора зворотного зв'язку. Намалювати осцилограми $U_{ВИХ}$, $U_{ВХ1}$, $U_{ВХ2}$:

при постійній $U_{ВХ1} = \pm 0,5$ В і синусоїдній $U_{ВХ2} = 0,5$ В напругах.

Рис.4.16. Панель тригера Шмідта

Д. Інтегратор та генератори лінійнозмінюваної напруги

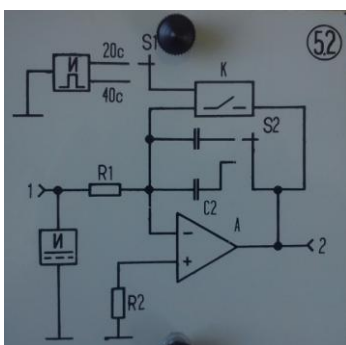


Рис.4.17. Панель інтегратора

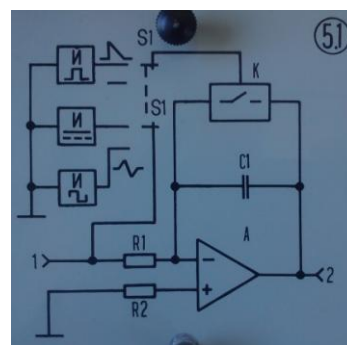


Рис.4.18. Панель генераторів лінійнозмінюваної напруги

1. Підключити до стенду панель **№5.2**, рис.4.17.

Побудувати характеристику інтегрування для схем рис. 4.8 (натиснути кнопку необхідного часу інтегрування: 20 с, 40 с, реєструючи одночасно показання секундоміра і вольтметра « $U_{\text{вих}}$ »).

2. Підключити до стенду панель **№5.1**, рис.4.18.

Дослідити генератор трикутної напруги на основі інтегратора, натиснувши кнопку з зображенням трикутного імпульсу. Намалювати осцилограми $U_{\text{ВХ1}}$, $U_{\text{ВХ2}}$.

Методичні вказівки

1. Вхідний ($R_{\text{ВХ}}$) і вихідний ($R_{\text{ВИХ}}$) опори та коефіцієнт підсилення $K_{\text{оп}}$ без ВЗЗ для ОП (К553УД2) визначаються за довідником. З частотнонезалежним ВЗЗ (R_1 , R_3 , рис. 4.2) $R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВИХ}}$ і K_U розраховуються за формулами:

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 + \frac{R_3(R_{\text{ВХОП}} + R_2)}{K_{\text{оп}}(R_{\text{ВХОП}} + R_2 + R_3K_{\text{оп}}^{-1})};$$

$$R_{\text{ВИХ}} = \frac{R_{\text{ВИХОП}}}{1 + K \cdot \beta};$$

$$\beta \approx \frac{R_1 + R_{\text{г}}}{R_1 + R_{\text{г}} + R_3}; \quad K = \frac{R_3 + R_{\text{оп}}}{R_3 + R_1(1 + K_{\text{оп}})};$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}; R_3 = 10 \text{ кОм}; 100 \text{ кОм}; 1 \text{ МОм}.$$

Контрольні запитання

1. Поясніть призначення, параметри (вхідний і вихідний опори, коефіцієнт підсилення, ширина смуги пропускання та частотний діапазон, синфазна напруга і напруга зміщення), характеристики і застосування операційних підсилювачів (ОП).
2. Які припущення (про ідеальність) ОП використовуються при виведенні розрахункових формул?
3. Які види зворотного зв'язку використовуються в схемах (додатний чи від'ємний, за струмом чи за напругою,

послідовний чи паралельний), як ці зв'язки впливають на параметри схеми?

4. Нарисуйте амплітудно-частотні характеристики ОП без ВЗЗ і з ВЗЗ.
5. Як впливає на характеристику передачі ОП зміна напруги живлення $E_{\text{ж}}$?
6. Поясніть принцип роботи мультивібратора на ОП.
7. Поясніть залежність частоти генерування від опору і ємності кола ВЗЗ.
8. Поясніть вплив коефіцієнта передачі у ланцюгу ВЗЗ на частоту генерації.
9. Від чого залежить тривалість фронтів вихідних імпульсів?
10. Поясніть залежність тривалості імпульсу чекаючого мультивібратора на ОП від опору і ємності у колі ВЗЗ.
11. Поясніть вплив коефіцієнта передачі кола ДЗЗ на тривалість вихідного імпульсу мультивібратора.
12. Від чого залежить тривалість фронтів вихідного імпульсу чекаючого мультивібратора?
13. Поясніть залежність тривалості імпульсу від опору і ємності у колі ВЗЗ.
14. Поясніть принцип роботи тригера Шмітта.
15. Поясніть принцип роботи інтегратора на основі ОП.
16. Поясніть принцип роботи генератора пилоподібної напруги (ГПН) на основі ОП.
17. Поясніть призначення елементів схеми ГПН.

Лабораторна робота № 5

Дослідження генератора пилкоподібної напруги

До генераторів пилкоподібної напруги (ГПН) відносять функціональні вузли дискретної схемотехніки, що забезпечують формування імпульсів напруги (або струму) з лінійним законом зростання і спаду. Вони широко застосовуються в пристроях розгортання, перетворювачах час - амплітуда, знакогенераторах, та ін.

За методом керування ГПН поділяються на очікувальні та автоколивальні. Очікувальні ГПН забезпечують одержання лінійно змінюваного у часі сигналу, тривалість і амплітуда якого залежать від тривалості керуючого сигналу. Параметри вихідного сигналу очікувального ГПН не залежать від параметрів вхідного сигналу, котрий повинен забезпечити лише надійний запуск схеми. Частота вихідних сигналів очікувального ГПН визначається частотою запускаючих імпульсів. Параметри вихідних сигналів (амплітуда, тривалість, лінійність, частота проходження) автоколивальних ГПН визначаються параметрами компонентів схеми і напруг джерел живлення. Очікувальні і автоколивальні ГПН будуються на основі спускових релаксаційних схем з додатними зворотними зв'язками (ДЗЗ).

Принцип формування лінійнозмінюваної в часі напруги, частіше всього заснований на заряді (розряді) конденсатора стабільним струмом. Схемні розходження ГПН пов'язані з реалізацією генераторів стабільного струму (ГСС) і використовуваними активними компонентами (транзисторами, тиристорами, ОП). Основний якісний показник ГПН - коефіцієнт нелінійності робочої ділянки сигналу:

$$\gamma = \left(\left| \frac{dU_2}{dt} \right|_{\max} - \left| \frac{dU_2}{dt} \right|_{\min} \right) / \left| \frac{dU_2}{dt} \right|_{\max}.$$

Автоколивальний генератор пилкоподібної напруги на основі операційного підсилювача

Мета роботи - дослідити схемні особливості і принцип роботи автоколивального ГПН на основі операційного підсилювача (ОП), визначити параметри коливань і дослідити вплив на них параметрів

компонентів схеми.

Опис досліджуваної схеми

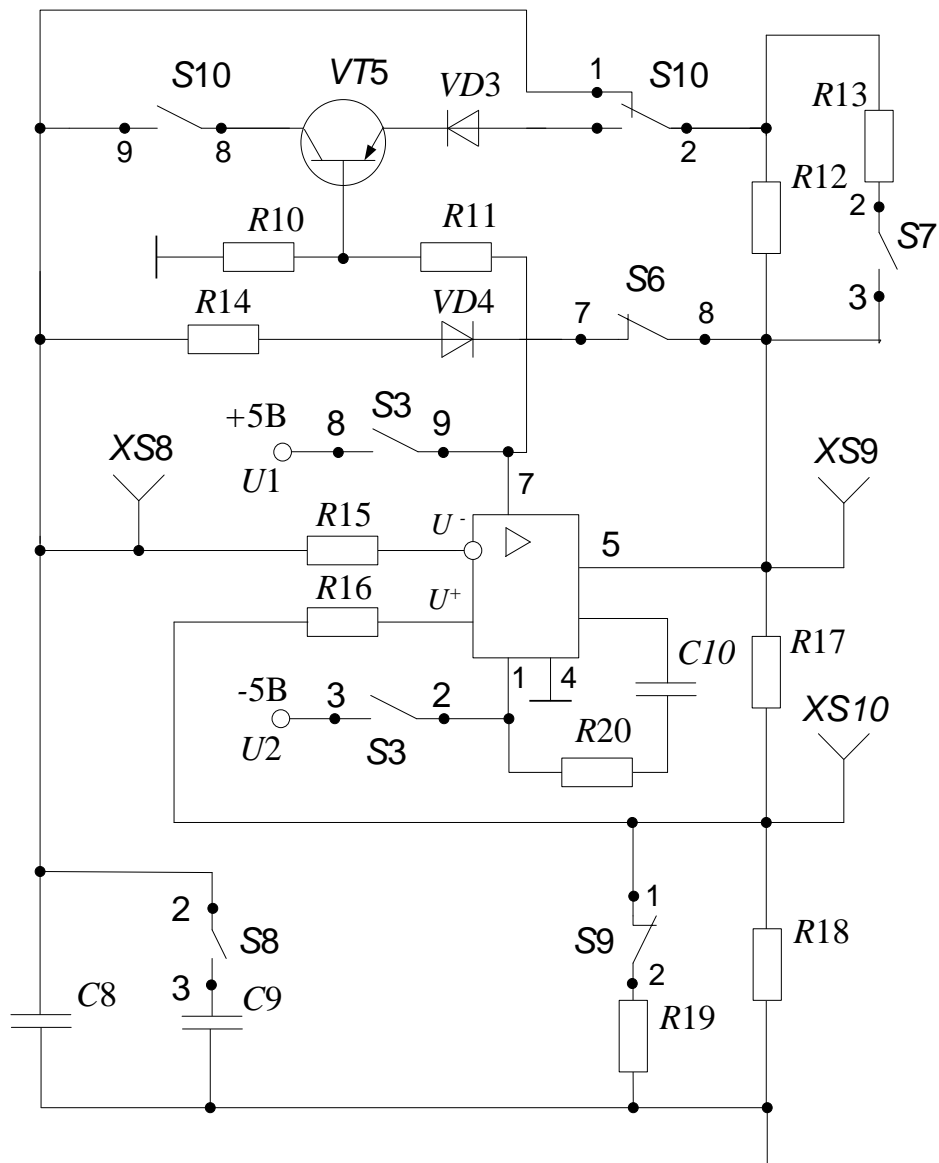


Рис. 5.1

Досліджуваний ГПН побудований на основі ОП (рис. 5.1). Схема підключається до джерела живлення за допомогою перемикача S3 і працює в режимі самозбудження без зовнішнього запуску або синхронізації. Структурно даний ГПН являє собою мультивібратор на ОП, охоплений неінерційним ДЗЗ (R17-R19) і відстаючим ВЗЗ з виходу ОП (XS9) на інверсний вхід (XS8). У колі ВЗЗ включений конденсатор C8 (C9) з керованим колом перезаряду. При позитивному рівні потенціалу на виході ОП конденсатор C8 перезаряджається через ГСС на основі VT5 і напруга на ньому змінюється в часі за лінійним законом. Швидкий зворотний перезаряд

конденсатора $C8$ відбувається через резистор $R14$ і діод $VD4$ при негативному рівні напруги на виході ОП. При цьому напруга на конденсаторі $C8$ змінюється за експонентним законом. Перемикачем $S10$ ГСС може бути включений або виключений з кола перезаряду накопичувального конденсатора $C8$ при негативному рівні напруги на виході ОП. Перемикач $S8$ дозволяє змінювати ємність накопичувального конденсатора і, отже, крутість лінійної ділянки вихідного сигналу. Перемикачем $S9$ можна змінювати коефіцієнт передачі в колі ДЗЗ і амплітуду пилкоподібного сигналу, що формується на конденсаторі $C8$ (точка $XS8$). На виході ОП ($XS9$) формується періодичний сигнал прямокутної форми.

Робоче завдання

Зняти за допомогою осцилографа в режимі зовнішньої синхронізації тимчасові діаграми напруг у контрольних точках $XS8$ - $XS10$; $S10$ - замкнутий. По побудованих діаграмах визначити основні параметри пилкоподібного сигналу: частоту генерації F амплітуду пилкоподібного сигналу U , тривалість прямого $t_{пр}$ і зворотного $t_{зв}$ ходу.

2. Дослідити вплив ємності накопичувального конденсатора на параметри генеруємого пилкоподібного сигналу (перемикач $S8$).

3. Дослідити вплив коефіцієнта передачі в колі ДЗЗ на параметри пилкоподібного сигналу (перемикач $S9$).

4. Дослідити вплив емітерного опору транзистора $VT3$ (перемикач $S7$) на параметри пилкоподібного сигналу.

5. Зарисувати осцилограми в точках U_{XS8} , U_{XS9} , U_{XS10} при розімкнутому і замкнутому $S10$.

Дані занести до таблиці:

S10	S6	Схема	U_{XS8} , В	U_{XS9} , В	U_{XS10} , В	$t_{пр}$, мС	$t_{зв}$, мС	T , С	F , кГц
Викл	Замкн.	Вихідна							
	Розімк.								
Вкл.	Замкн.	Вихідна							
		S7 вкл.							
		S8 вкл.							
		S9 вкл.							

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип дії ГПН на основі ОП та призначення компонентів його схеми.
2. У яких режимах перебуває ОП на різних етапах періоду генерованих коливань?
3. За рахунок чого здійснюється в ГПН плавне регулювання частоти вихідного сигналу?
4. Від яких елементів схеми залежить амплітуда імпульсів ГПН?

Методичні вказівки

Інтегруюче включення ОП, що забезпечує одержання вихідної напруги, пропорційної інтегралу від вхідної напруги, припускає включення конденсатора в коло ВЗЗ. Тому генератори пилоподібної напруги на ОП будують за принципом генераторів із ЗЗ, що інтегрують постійну напругу джерела живлення, яка для них є вхідною. На рис. 5.2, а показана схема генератора пилоподібної напруги з інтегруючим RC - колом, включеним в коло ВЗЗ ОП. Часові діаграми вхідної і вихідної напруг генератора зображені на рис. 5.2, б.

Схема керується вхідними імпульсами позитивної полярності, які

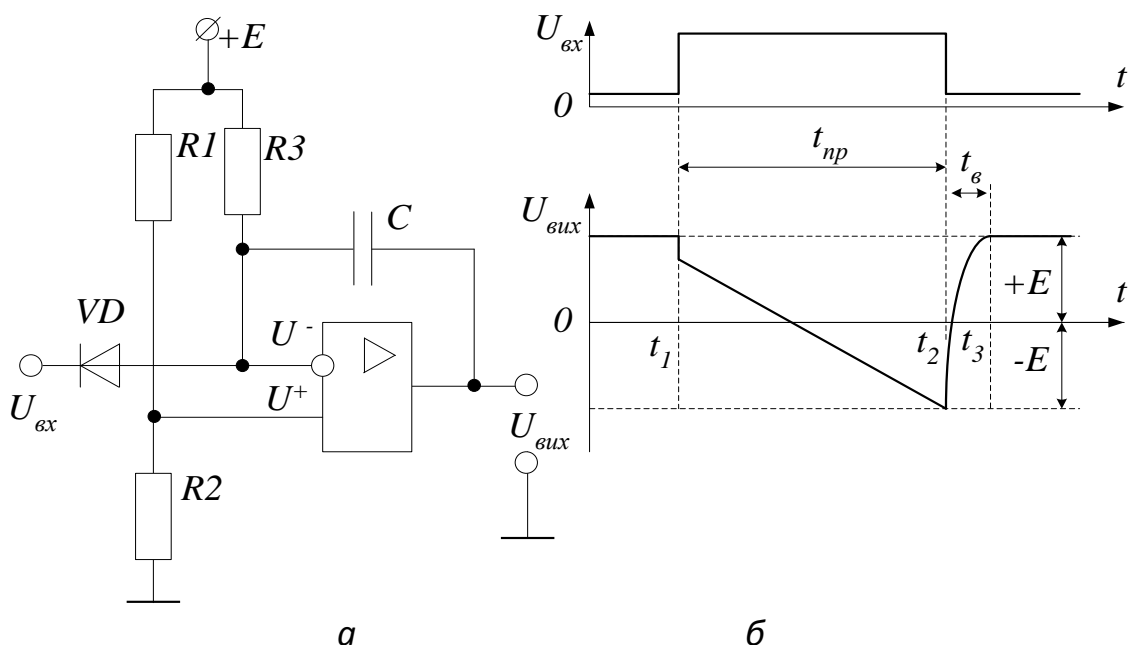


Рис. 5.2

подають на інвертуючий вхід підсилювача через діод VD і відключають схему від спільної шини на час їх тривалості.

До подачі керуючого імпульсу (відрізок часу $0-t_1$ - рис. 5.1, б) напруга на інвертуючому вході, U^- позитивна, однак незначно

перевищує нульовий рівень. Напруга на неінвертуючому вході $U^+ = \beta E$, де $\beta = R2/(R1 + R2)$. Значення β за рахунок обраного співвідношення між опорами резисторів $R1$ і $R2$ задається таким чином, щоб рівень U^+ забезпечував стан ОП в режимі обмеження, при якому $U_{\text{вх}} = E$. Конденсатор інтегратора заряджений до напруги джерела E .

Позитивний імпульс, впливаючи на вхід генератора в момент часу t_1 , запирає діод VD . При цьому напруга на інвертуючому вході U^- росте до рівня, який забезпечує перехід підсилювача в активний режим, а напруга на виході стрибком незначно зменшується. Конденсатор C починає розряджатися через резистор $R3$. Оскільки ОП має не нескінченно велике значення коефіцієнта підсилення K_U , то струм розряду конденсатора, включеного в коло ВЗЗ, не є постійним і у процесі розряду незначно зменшується. Тому напруга U^- незначно збільшується, викликаючи на виході в K_U разів більше зменшення вихідної напруги. Якщо розрахункове співвідношення між сталою часу інтегруючого кола $\tau = RC$ і тривалістю робочого ходу задовольняє умові $RC = 0,5t_{\text{гд}}$, то за час тривалості імпульсу конденсатор повністю розрядиться до нуля і перезарядиться до напруги $-E$.

Після закінчення в момент часу t_2 керуючого імпульсу діод VD відкривається, напруга на інвертуючому вході U^- стрибкоподібно зменшується до вихідного рівня, а конденсатор швидко розряджається через відкритий діод і вихідний опір підсилювача до нуля і заряджається до вихідної напруги E . Час відновлення генератора $t_B = 5C(r_{VD} + R_{\text{вх}})$, де r_{VD} - опір відкритого діода VD ; $R_{\text{вх}}$ - вихідний опір ОП.

Коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги $\gamma = 1/K_U$ визначається підсилювальними властивостями ОП, а напруга у часі протягом тривалості робочого ходу лінійно падає.

Генератор лінійно наростаючої пилкоподібної напруги можна одержати, якщо інтегруюче RC коло включити в коло ДЗЗ ОП (рис. 5.3, а).

При відсутності вхідного керуючого імпульсу (відрізок часу $0 - t_1$, рис. 5.3, б) $U_{\text{вх}} \approx 0$, діод VD відкритий, напруга на неінвертуючому вході $U^+ = 0$ і конденсатор розряджений ($U_C(0) = 0$).

Напруга на інвертуючому вході U^- , при відповідним чином

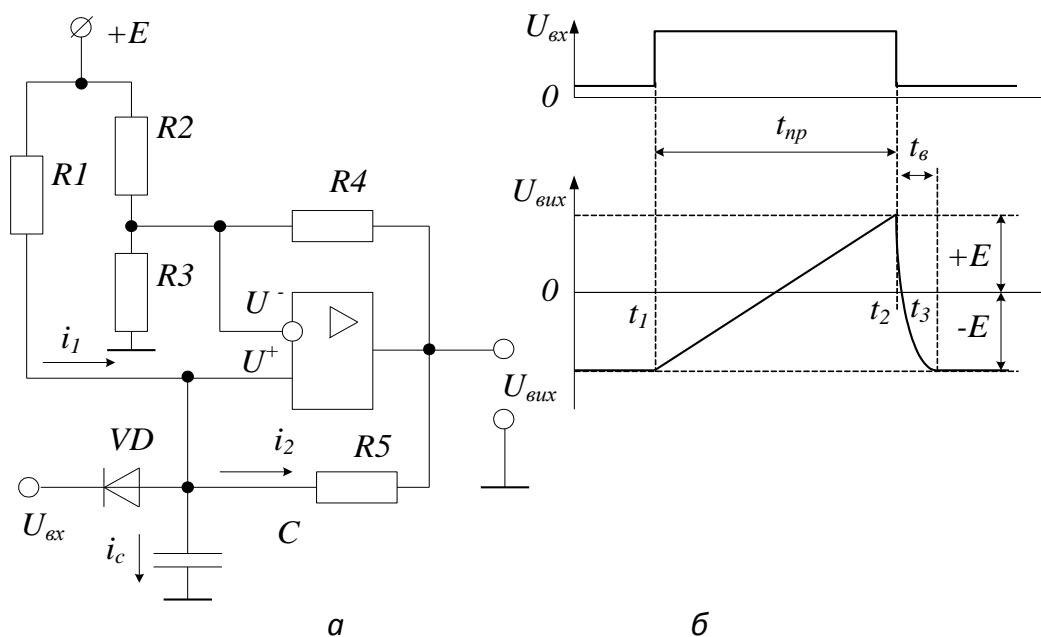


Рис. 5.3

розрахованих опорах діляника на резисторах $R2$ - $R4$, задається такого рівня, при якому ОП перебуває в режимі обмеження $U_{Вых}=-E$.

Вхідний керуючий імпульс, поданий на вхід схеми в момент часу t_1 замикає діод VD і конденсатор C , з урахуванням що $U_c(0) \approx 0$ і $U_{Вых}=-E$, починає заряджатися струмом $I_c = i_1 - i_2 = E/R1 - E/R5$. Якщо відповідним чином розрахувати параметри елементів схеми генератора, щоб $\Delta i_1 = \Delta i_2$, то $I_c = const$ і конденсатор буде заряджатися незмінним струмом. При цьому напруга $U_{Вых}$ лінійно зростає і наприкінці робочого ходу досягає значення $+E$. У момент закінчення керуючого імпульсу ($t = t_2$) діод VD різко відкривається і конденсатор з великою швидкістю розрядиться. Вихідна напруга впаде до рівня $-E$. Час відновлення вихідного стану схеми $t_\theta = 5C(r_{VD} + R_{Вых})$.

Лабораторна робота № 6

Дослідження електронного ключа

Електронний ключ (ЕК) – основний функціональний вузол дискретної схемотехніки для переключення струмів або потенціалів на навантаженні. В якості перемикаючих елементів електронних ключів широко використовують напівпровідникові діоди, біполярні та польові транзистори, тиристори і оптронні пари, які працюють в режимі великого сигналу з явно вираженими нелінійними властивостями.

Показники якості електронного ключа – провідність ключа в закритому і відкритому станах, чутливість до керуючого сигналу і завадостійкість, температурна стабільність, потужність, яка віддається на навантаження, і швидкодія.

Перемикач напруги на біполярному транзисторі

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні характеристики електронного ключа на біполярному транзисторі, який ввімкнено за схемою зі спільним емітером (СЕ), і схемних методів покращення його параметрів.

Опис досліджуваної схеми

До складу лабораторної установки входять лабораторний стенд зі змінними модулем ЕК, генератор імпульсів Г5-54 і осцилограф С1-55.

Електронний перемикач напруги зібраний на транзисторі VT1 (рис. 6.1), який ввімкнено за схемою із спільним емітером. Перемикач до джерела живлення підключають вимикачем S1. При відсутності вхідного імпульсу $U_1 = 0$ транзистор закритий від'ємним зміщенням, яке подається на базу від джерела -5В через діляник R2-R3-R1. На колекторі VT1 встановлюється високий потенціал $U_2^1 = E_K$. При подачі на вхід позитивного імпульсу, амплітуда якого перевищує порогову напругу ключа, транзистор переходить в активний режим, а потім у режим насичення. На його колекторі встановлюється низький потенціал $U_2^0 = U_{KH} \approx 0$. Перехідні процеси відкривання і закривання транзистора залежать від параметрів вхідного сигналу, параметрів і

схемної реалізації ключа. Досліджувана схема дозволяє визначити вплив колекторного опору $R_K = R5$ (або $R_K^1 = R5 \parallel R6$) на статичні і динамічні параметри ключа, ємності навантаження C_n на динамічні параметри, прискорюючого конденсатора $C1$ та нелінійного зворотного зв'язку $VD1$ на характер перехідних процесів у ключі. Для спостереження діаграм зміни в часі струму бази транзистора (в ході спостереження перехідних процесів перемикання транзистора) в базу $VT1$ ввімкнений низькоомний резистор $R4$, напруга на якому може бути проконтрольована на гніздах $XS2$ і $XS3$ стенда.

Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику $U_2 = f(U_1)$ та визначити по ній статичні параметри ключа U_{1max}^0 , U_{1min}^1 , U_2^0 , U_2^1 при відключених $VD1$, $C1$ та $R6$, для чого на вхід ключа необхідно подати додатній прямокутний імпульс тривалістю $t_{\text{до}} = 100$ мкс і частотою 1 кГц. Значення U_{1max}^0 відповідає найбільшій амплітуді вхідного сигналу, при якій $VT1$ залишається закритим, а значення U_{1min}^1 - найменшій амплітуді вхідного сигналу, який забезпечує насичення транзистора $VT1$.

2. Повторити п.1:

а) при підключенні діоду $VD1$;

б) підключенні конденсатора $C1$;

в) одночасному підключенні $VD1$ та $C1$;

г) підключенні $R6$.

Результати вимірювань по пп. 1 і 2 занести в таблицю 1.

3. Визначити перехідну характеристику транзисторного ключа при його вмиканні та вимиканні. На вхід ключа (при відключених $VD1$, $C1$ та $R6$) подати додатній імпульс з амплітудою $U_1^1 = 5$ В, тривалістю $t_{\text{BX}} = 10$ мкс та частотою 10 кГц із зовнішньою синхронізацією осцилографа. Зарисувати його з урахуванням масштабів діаграми вхідного і вихідного імпульсів, а також струм бази $VT1$. За діаграмами визначити динамічні параметри ключа $t_{\text{зт}}^{01}$, $t_{\text{зт}}^{10}$, $t_{\text{ф}}^{01}$, $t_{\text{ф}}^{10}$.

4. Повторити п.3:

- а) при підключенні діода $VD1$;
- б) підключенні конденсатора $C1$;
- в) одночасному підключенні $VD1$ та $C1$;
- г) підключенні Cn ;
- д) підключенні $R6$.

Результати вимірювань по пп. 3 і 4 занести в таблицю 2.

Примітка. Діаграми струму бази і вихідної напруги за пп. 3 і 4 побудувати на спільному графіку, динамічні параметри ключа за пп. 3 і 4 занести в таблицю 2.

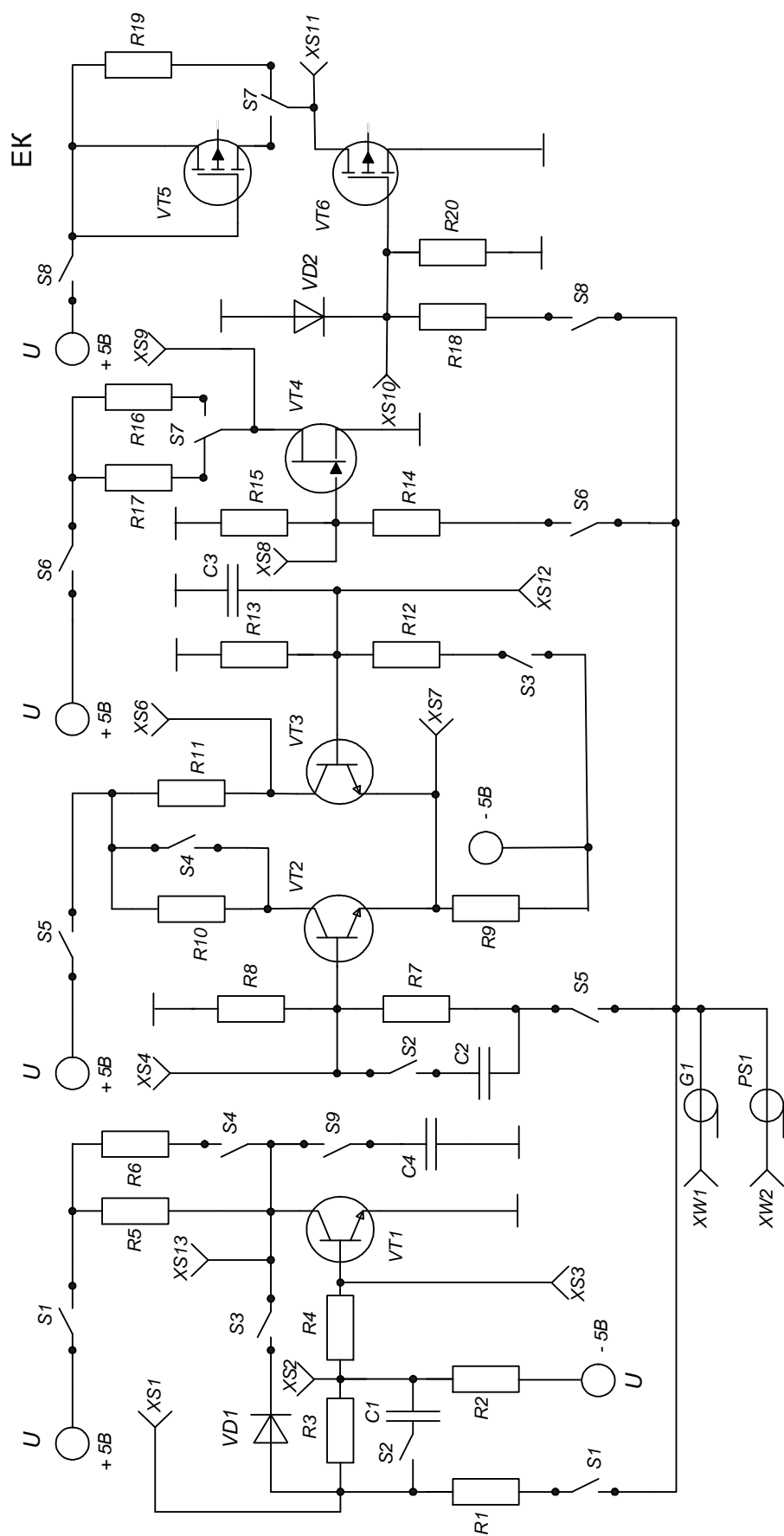


Рис. 6.1

Контрольні запитання.

1. Що таке коефіцієнт насичення і як він залежить від параметрів компонентів досліджуваної схеми?
2. Поясніть вплив прискорюючого конденсатора і нелінійного зворотного зв'язку на перехідні процеси в ключі.
3. Поясніть вплив температури на коефіцієнт насичення транзистора.
4. Поясніть вплив ємності навантаження на динамічні параметри ключа.

Таблиця 1

Без підключень	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
VD1	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
C1	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
VD1, C1	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
R6	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								

Таблиця 2

	$t_{зг}^{10}$, мкс	t_{ϕ}^{10} , мкс	$t_{зг}^{01}$, мкс	t_{ϕ}^{01} , мкс
Без підключень				
VD1				
C1				
VD1, C1				
R6				
Сн				

Транзисторний перемикач струму

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні параметри електронного перемикача на біполярних транзисторах в симетричному і несиметричному режимах.

Опис досліджуваної схеми

Досліджуваний перемикач струму побудований на біполярних транзисторах $VT2$, $VT3$ (рис. 6.1) з безпосереднім емітерним зв'язком. Підключення схеми до джерела живлення і генератора вхідних імпульсів здійснюється перемикачем $S5$. Джерело емітерного зміщення $-5В$ підключено постійно. Перемикач може працювати в двох режимах: симетричному при нульових зміщеннях на базах транзисторів $VT2$, $VT3$ і несиметричному, коли через вимикач $S3$ і резистор $R12$ на базу $VT3$ подається від'ємне зміщення. В симетричному режимі в паузах між вхідними імпульсами транзистори $VT2$, $VT3$ знаходяться в активному режимі і перемикач управляється як позитивними, так і негативними імпульсами. В несиметричному режимі транзистор $VT3$ в початковому стані замкнутий, а $VT2$ - насичений. Тому перемикач управляється від'ємними імпульсами і не реагує на додатні. На виходах перемикача струму (гнізда $XS5$, $XS6$) формуються синфазний ($XS6$) і протифазний вихідні ($XS5$) сигнали. Для прискорення перехідних процесів в перемикачі в колі бази $VT2$ підключається конденсатор $C2$.

Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику $U_2 = f(U_1)$ і по ній визначити статичні параметри перемикача струму в симетричному режимі U_{1max}^0 , $U_{1min}^{1(+)}$, $U_{1min}^{1(-)}$, U_{21}^0 , U_{21}^1 , U_{22}^0 , U_{22}^1 .

Тут $U_{1min}^{1(+)}$, $U_{1min}^{1(-)}$ - мінімальні значення одиничних рівнів вхідного сигналу відповідно позитивної та негативної полярності; U_{21} , U_{22} - вихідні напруги, зняті з колекторів транзисторів відповідно $VT2$ і $VT3$.

2. Визначити статичні параметри перемикача струму в несиметричному режимі (замкнути $S3$).

3. Зняти передавальну характеристику ключа в симетричному режимі для позитивного та негативного вхідних імпульсів з амплітудою $U_1^1 = 1,5U_{1min}^1$ і тривалістю $t = 10$ мкс (S2 розімкнений). Побудувати часові діаграми напруг в XS4, XS7, XS12 і визначити динамічні параметри ключа $t_{\phi}^{01,10}$, $t_{3T}^{01,10}$.

4. Повторити п. 3 при підключеному конденсаторі C2.

5. Зняти передавальну характеристику ключа в несиметричному режимі для від'ємних вхідних імпульсів з амплітудою $U_1^1 = U_{1min}^1$ і тривалістю $t_{вх} = 10$ мкс. Визначити динамічні параметри ключа $t_{\phi}^{01,10}$, $t_{3T}^{01,10}$.

Примітка. В дослідах пп. 3÷5 необхідно використати зовнішню синхронізацію осцилографа, а часові діаграми побудувати в єдиному масштабі часу.

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи перемикача струмів.
2. За якою схемою ввімкнені транзистори VT2 і VT3?
3. В якому режимі перемикач струму на біполярних транзисторах з емітерним зв'язком має мінімальну швидкодію?
4. Поясніть залежність потужності, яка споживається перемикачем від джерел живлення, від амплітуди і полярності вхідних імпульсів в симетричному і несиметричному режимах.

Перемикач напруги на польовому транзисторі

з керуючим *p-n* переходом

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні параметри перемикача напруги на польовому транзисторі.

Опис досліджуваної схеми

Досліджуваний перемикач напруги побудований на *n*-канальному польовому транзисторі VT4 (рис. 6.1). В початковому стані потенціал затвору U_3 транзистора VT4 дорівнює нулю і його канал має максимальну провідність. При цьому транзистор VT4 знаходиться в тріодному режимі. Вихідний потенціал ключа (гніздо XS9) мінімальний і відповідає $U_2^0 = U_{сн}$. Для перемикання транзистора VT4 в режим відсічки на його затвор через дільник

R14-R15 треба подати від'ємний імпульс. Перемикач S7 забезпечує комутацію опорів у стоковому колі VT4.

Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику $U_2 = f(U_1)$ і за нею визначити статичні параметри транзисторного перемикача U_{1max}^0 , U_{1min}^1 , U_2^0 , U_2^1 для двох значень опору в колі стоку (R16 і R17).

2. Зняти перехідні характеристики при подачі на його вхід від'ємних імпульсів з амплітудою $U_1^1 = 1,5U_{1min}^1$ і тривалістю $t_{ex} = 10$ мкс для двох значень опору в колі стоку.

3. За часовими діаграмами визначити динамічні параметри ключа $t_{\phi}^{01,10}$, $t_{3T}^{01,10}$.

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи перемикача напруги на польовому транзисторі.

2. Поясніть залежність статичних і динамічних параметрів ключа від опору в колі стоку.

3. Сформулюйте переваги і недоліки ключа на основі польового транзистора.

Перемикач напруги на МДН- транзисторі з індукованим каналом

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні параметри перемикача напруги на МДН- транзисторі з індукованим каналом при лінійному і квазілінійному навантаженнях.

Опис досліджуваної схеми

Перемикач напруги побудований на р-канальному МДН-транзисторі VT6 (рис. 6.1). В якості його стокового навантаження використовується резистор R19 або нелінійний опір транзистора у двополюсному включенні. Резистори R18, R20 і стабілітрон VD2 обмежує напругу на затворі транзистора VT6. У вихідному стані при $U_1^0 = 0$ канал транзистора VT6 не індукований, що відповідає режиму відсічки. На виході ключа (гніздо XS11) формується одиничний рівень сигналу $U_2^1 = E_c$. Для переключення транзистора VT6 в активний (тріодний) режим на вхід ключа треба подати від'ємний імпульс, амплітуда якого з урахуванням резистивного

ділника $R18-R20$ перевищує значення порогової напруги $U_{\text{пор}}$ транзистора $VT6$. Підключення живлення до схеми та подача вхідних імпульсів на ключ здійснюється натисканням $S8$.

Перемикачем $S7$ забезпечується комутація виду навантаження у стоковому колі транзистора $VT6$.

- РОБОЧЕ ЗАВДАННЯ

1. Зняти передавальну характеристику $U_2 = f(U_1)$ та по ній визначити статичні параметри транзисторного ключа $U_{1\text{max}}^0$, $U_{1\text{min}}^1$, U_2^0 , U_2^1 при нелінійному навантаженні $R19$ у колі стоку $VT6$.

2. Повторити п. 1 при нелінійному навантаженні ($VT5$) у колі стоку $VT6$.

3. Зняти перехідні характеристики ключа при подачі на його вхід від'ємних імпульсів з амплітудою $U_1^1 = 1,5U_{1\text{min}}^1$ і тривалістю $t_{\text{BX}} = 10\text{мкс}$ (при лінійному навантаженні).

4. Повторити п.3 при нелінійному навантаженні.

5. По часових діаграмах ключа визначити динамічні параметри ключа $t_{3,р.}^{01,10}$, $t_{\phi}^{01,10}$.

- *Контрольні запитання*

1. Поясніть принцип роботи перемикача напруги на МДН-транзисторі.

2. Яке призначення резистора $R20$ у колі затвора транзистора $VT6$?

3. При якому типі навантаження в колі стоку $VT6$ амплітуда вихідного сигналу більше?

4. Пояснити переваги нелінійного навантаження ключа.

5. Поясніть залежність статичних параметрів ключа від температури.

- *Методичні вказівки*

Ключові схеми призначені для комутації струму в навантаженні. Ключовий каскад містить джерело напруги живлення, навантажувальний (R) та ключовий (K) елементи. При одному стані ключового елемента струм в колі навантаження

мінімальний, при іншому – приймає максимальне для даного кола значення.

Електронний ключ можна вважати відомою аналогією з механічним ключем. Ключовий елемент схеми, показаної на рис. 6.2 (ключ K), замикається та розмикається під дією зовнішньої сили P . Якщо вважати, що ключ K ідеальний, тобто його опір у замкненому стані дорівнює нулю, а в розімкненому нескінченно великий, то струм у колі та напруга на ключі приймає наступні значення: при розімкненому ключі $U_{1н} = E$; $I_{1н} = 0$; при замкненому ключі $U_{2н} = 0$; $I_{2н} = E / R$.

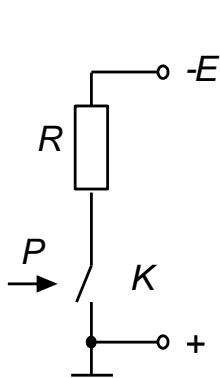


Рис. 6.2

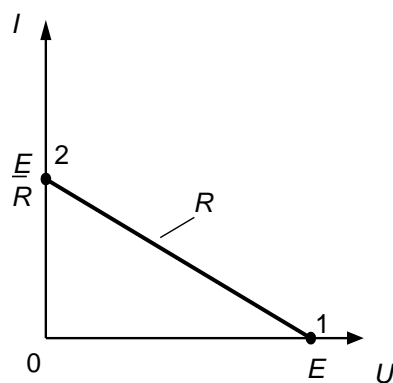


Рис. 6.3

Враховуючи, що 1 – зображуюча точка на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) кола при розімкненому ключі, а 2 – зображуюча точка на ВАХ кола при замкненому ключі, положення цих точок можна отримати,

побудувавши навантажувальну пряму методом холостого ходу і короткого замикання (рис. 6.3). При цьому вісь ординат можливо розглядати як ВАХ замкненого ключового елементу K , а вісь абсцис – як ВАХ розімкненого ключового елементу.

Амплітуда зміни напруги на навантаженні або на ключі дорівнює різниці абсцис точок 1 і 2: $U_m = U_1 - U_2$. Оскільки у даному випадку $U_2 = 0$, $U_1 = E$, то $U_m = E$. Коефіцієнт використання напруги живлення для ідеального ключа: $k_u = U_m / E = 1$.

В дійсності навіть механічний ключ (рубильник, вимикач) не є ідеальним. Він має опір r_{np} у ввімкненому та кінцевий опір витоку R_B у вимкненому стані. При аналізі кола з замкненим ключем вказаний ключ можна замінити опором r_{np} ; при аналізі кола з розімкненим ключем – великим опором R_B .

Режим включення відповідає точці перетину 2

навантажувальної прямої з ВАХ включеного ключа К. Однак при неідеальному ключі ця характеристика вже не співпадає з віссю ординат, а зображується у вигляді похилої прямої, крутизна якої залежить від r_{np} (рис. 6.4). Точку 1 отримують аналогічно в результаті перетину навантажувальної прямої з прямою R_B . У даному випадку $U_1 < E$ та $U_2 > 0$, тобто $U_m < E$ та $k_u < 1$. Таку методику знаходження положення точок 1 та 2, які відображають статичні стани ключового каскаду, можна використовувати і у тому випадку, коли ВАХ ключового елемента у замкненому та розімкненому стані зображуються нелінійними залежностями.

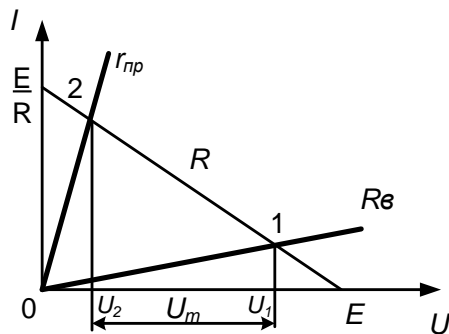


Рис. 6.4

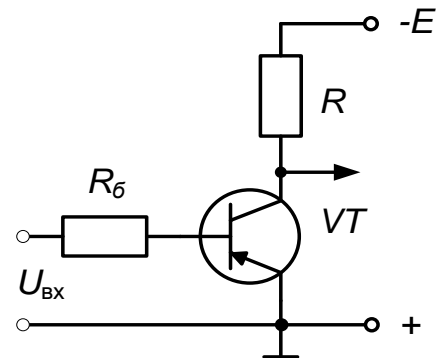


Рис. 6.5

Найпростіший транзисторний ключ

Принципова схема найпростішого транзисторного ключа зображена на рис. 6.5. Тут вхідний керуючий сигнал $U_{BX}(t)$, який задає базовий струм транзистора, грає ту ж саму роль, що й сила P у схемі на рис. 6.2, а сам транзистор VT – роль ключового елемента К. При позитивній полярності вхідного сигналу транзистор закритий, у його вихідному колі протікає тільки малий тепловий струм I_{K0} . При від'ємній полярності вхідного сигналу у базовому колі транзистора створюється струм, якого достатньо для його насичення. Використовуючи вихідні ВАХ замкненого та насиченого транзистора, за допомогою побудов, які приведено на рис. 6.6, визначаємо положення точок 1 і 2. Як і раніше, точка 1 відповідає вимкненому стану ключа (у даному випадку транзистора VT), а точка 2 – ввімкненому стану ключа, тобто насиченому транзистору. Значення колекторного струму i_k , які відповідають ординатам точок перетину навантажувальної прямої з іншими характеристиками сімейства, можуть бути тільки миттєвими під час переходу від ввімкненого стану до вимкненого.

Як впливає з рис. 6.6, напруга U_1 близька до напруги живлення

E .

Напруга U_2 чисельно дорівнює напрузі U_{K_H} на колекторі насиченого транзистора. Оскільки значення U_{K_H} мале, амплітуда зміни напруги на навантаженні при перемиканні наближається до E , тобто коефіцієнт k_u наближається до одиниці. У цьому сенсі ключ на біполярному транзисторі близький до ідеального. Даний найпростіший ключ повинен керуватися знакозмінною напругою на вході $U_{BX}(t)$. Схема каскаду при дії додатної півхвилі вхідного сигналу показана на рис. 6.7. Якщо транзистор закритий, то його струм (як вхідний, так і вихідний) малий і дорівнює I_{K_0} .

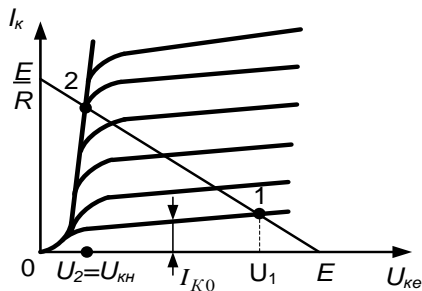


Рис. 6.6

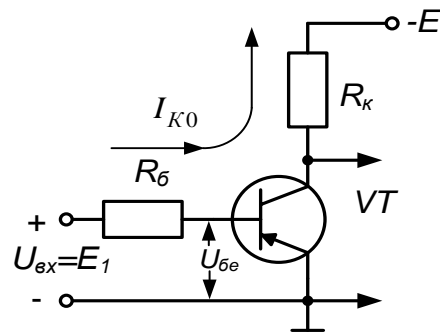


Рис. 6.7

Цей струм у схемі тече від додатної клема генератора U_{BX} через опір R_B , колекторний перехід замкненого транзистора та опір R_K до від'ємної клема джерела живлення E . Далі він замикається через джерела E та U_{BX} . Умова запирання транзистора у схемі з спільним емітером має вигляд $U_{BE} \geq 0$. Для отримання мінімально можливого вихідного струму I_{K_0} необхідно створити позитивну напругу на базі транзистора. Рівняння для базового кола, яке відповідає другому рівнянню Кірхгофа, має вигляд:

$$E_1 = I_{K_0} R_B + U_{BE};$$

де E_1 - амплітуда додатної півхвилі вхідного сигналу;
звідси $U_{BE} = E_1 - I_{K_0} R_B$.

Умова $U_{BE} \geq 0$ рівнозначна $E_1 - I_{K_0} R_B \geq 0$ або $R_B \leq E_1 / I_{K_0}$. Вона повинна виконуватися на всьому діапазоні робочих температур ключового каскаду, враховуючи і максимальну температуру T_{max}^o , при якій струм I_{K_0} максимальний і дорівнює I_{K_0max} . Підставляючи у

знайдене співвідношення максимальне значення струму I_{K0max} , отримуємо умову надійного запирання транзистора у ключовому каскаді:

$$R_B \leq E_1 / I_{K0max} \quad (6.1)$$

При виконанні (6.1) струми транзистора і напруга на його електродах (наприклад, напруга на його колекторі, яка є вихідною для каскаду) можна знайти з наступних співвідношень:

$$I_B = -I_{K0}, \quad U_{BE} = +E_1 - I_{K0} R_B; \quad I_K = I_{K0}, \quad U_{KE} = -E + I_{K0} R_K.$$

Струм навантаження також дорівнює I_{E0} ; напруга на навантаженні R_K визначається рівністю $U_H = I_{K0} R_K$. Так як значення струму I_{E0} мале, особливо для кремнієвих транзисторів, то ним інколи нехтують. При $I_{K0} \rightarrow 0$ можна вважати, що $U_{BE} = +E_1$; $U_{KE} = -E$; $U_H = 0$; $I_H = 0$.

Еквівалентна схема каскаду при дії від'ємної півхвилі вхідного сигналу $U_{BX}(t)$ зображена на рис. 6.8.

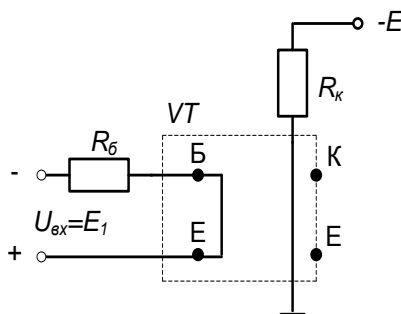


Рис. 6.8

Передбачається, що транзистор VT насичений і для його вхідного та вихідного кола використані найпростіші схеми заміщення: відрізки база-емітер та колектор-емітер стягнуті в одній точці. Для вхідного кола за законом Ома $I_B = E_1 / R_B$; для вихідного колекторного кола $I_{KH} = E / R_K$.

Умова насичення транзистора у загальному вигляді записується як $I_K \leq \beta \cdot I_B$, де β - коефіцієнт підсилення транзистора за струмом у схемі зі спільним емітером.

Підставляючи в загальну умову знайдені значення I_B та I_K , отримуємо $E/R_K \leq \beta E_1/R_B$, звідки:

$$R_B \leq \beta E_1 R_K / E. \quad (6.2)$$

Це є умова насичення транзистора у ключовому каскаді, який виконано згідно схеми на рис. 6.5. В окремому випадку при $E_1 = E$ ця умова спрощується та приймає вигляд $R_B \leq \beta R_K$.

Умова насичення повинна виконуватися для всіх значень коефіцієнта β транзисторів обраного типу, включаючи мінімально можливі, при яких виконання (6.2) найбільш заважке. Підставляючи у (6.2) мінімальне значення β , визначаємо умову

для розрахунку:

$$R_B = \beta_{min} E_1 R_K / E.$$

Транзистор буде насичений, якщо дана умова буде виконана. Однак цей випадок відповідає границі насиченого режиму; незначні зміни параметрів схеми (збільшення R_B або зменшення R_K) можуть привести до виходу транзистора з режиму насичення. Тому граничне значення R_A звичайно не використовують, а беруть декілька менше значення цієї величини, створюючи тим самим деякий запас за ступенем насичення транзистора. Ступінь насичення транзистора оцінюється коефіцієнтом n . Зміст коефіцієнта n полягає у наступному.

Нехай I_{KH} - значення колекторного струму насичення транзистора. З умови насичення $I_K \leq \beta I_B$ отримуємо, що для насичення транзистора при заданому струмі I_{KH} достатньо створити струм бази $I_{BH} = I_{KH} / \beta$. Цей струм називають базовим струмом насичення. Очевидно, що транзистор буде насичений і при $I_B > I_{BH}$. Співвідношення $I_B / I_{BH} = n$ називають ступенем (або коефіцієнтом) насичення транзистора. На межі насиченого режиму (при $I_B = I_{BH}$) $n = 1$. В області насичення $n > 1$, а значень $n < 1$ бути не може, тому що співвідношення $I_B / I_{BH} < 1$ свідчить про те, що транзистор ненасичений. Використовуючи n , співвідношення для вибору R_B можна записати у вигляді: $R_B = \beta E_1 R_K / n E$. Зазвичай намагаються забезпечити $n = 1,5 \div 3$. При більших коефіцієнтах насичення статичні стани ключа (ввімкнено-вимкнено) також забезпечуються, однак при цьому, як буде показано, знижується швидкодія ключового каскаду. Враховуючи, що (56.2) забезпечено, можемо записати значення напруг та струмів на елементах ключового каскаду:

$$\begin{aligned} U_{BE} = U_{BH} &\approx 0; & I_B &= (E_1 - U_{BH}) / R_B \approx E_1 / R_B; \\ U_{KE} = U_{KH} &\approx 0; & I_K &= I_{KH} = (E - U_{KH}) / R_K \approx E / R_K; \\ I_K = I_{KH} &\approx E / R_K; & U_H &= E - U_{KH} \approx E. \end{aligned}$$

Перехідні процеси при перемиканні

Транзистор – інерційний прилад, і перехід ключового каскаду з ввімкненого стану у вимкнений та навпаки відбувається не

миттєво. Будемо вважати, що меандрова напруга $U_{\text{вх}}(t)$ має ідеально круті перепади (рис. 6.9, а).

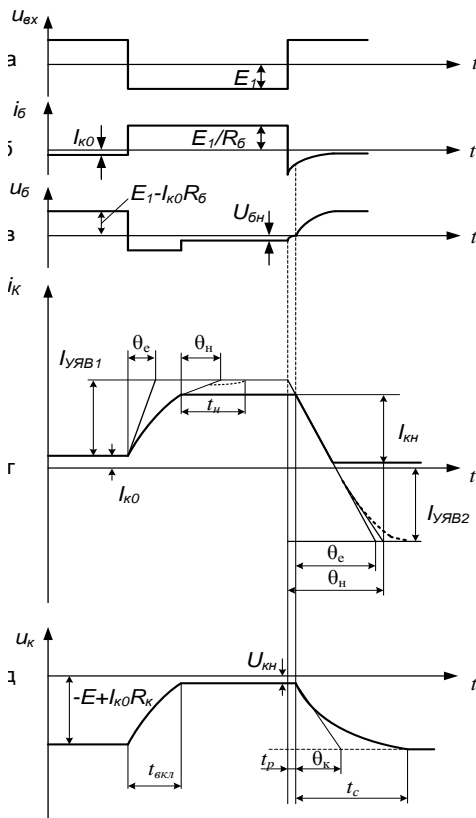


Рис. 5.9

Розглядання перехідних процесів почнемо з інтервалу часу, передчасному закінченню додатної півхвилі вхідного сигналу. У цей час транзистор закритий (рис. 6.9, б-д): $i_{\text{б}}(t) = -I_{\text{к0}}; U_{\text{б}}(t) = E_1 - I_{\text{к0}} R_{\text{б}}; i_{\text{к}}(t) = I_{\text{к0}}; U_{\text{к}}(t) = -E + I_{\text{к0}} R_{\text{к}}$

Тепер вхідна напруга стрибком змінюється і приймає значення $-E_1$. Базовий струм транзистора задається резистором $R_{\text{б}}$. За законом Ома струм $i_{\text{б}}(t) = u_{\text{вх}}(t) / R_{\text{б}}$ і тому також стрибком приймає значення $E_1 / R_{\text{б}}$. Як і раніше, відпираючий (що витікає) струм бази додатний (рис. 6.9, б). Напруга на базі транзистора, яка дорівнює напрузі на емітерному переході транзистора при відпираючому

струмі бази $i_{\text{б}}(t) = E_1 / R_{\text{б}}$, мала.

Базовий струм $I_{\text{б}} = E_1 / R_{\text{б}}$ відпирає транзистор, який при цьому переходить з режиму відтинання в активний режим. Інерційність транзистора у активному режимі оцінюється його сталою часу θ_E . Колекторний струм транзистора починає збільшуватися, наближаючись до рівня $\beta I_{\text{б}}$ зі сталою часу τ_E . В ключовому режимі при $I_{\text{б}} > I_{\text{бн}}$ рівень $\beta I_{\text{б}}$ не може бути досягнутий, тому що колекторний струм раніше досягне свого граничного значення $I_{\text{кн}} = E_1 / R_{\text{к}}$, обмеженого

значенням опору $R_{\text{к}}$ колекторного кола каскаду. Тому граничний рівень $\beta I_{\text{б}}$ часто називають рівнем “уявного” струму:

$$I_{\text{уяв1}} = \beta I_{\text{б}} = \beta E_1 / R_{\text{б}}.$$

Через деякий час після зміни вхідної напруги, колекторний струм досягає значення $I_{\text{кн}} = E / R_{\text{к}}$. Подальша зміна колекторного струму припиняється і він приймає максимально можливе значення для даного каскаду. Транзистор з активного режиму

переходить в насичений. Напруга на його колекторі приймає мале, близьке до нульового значення U_{KE} .

Час зміни вихідної напруги каскаду $U_{KE}(t)$ від $-E + I_{K0} R_B \approx -E$ до $U_{KH} = 0$ називають часом включення каскаду $t_{вкл}$. Час включення каскаду тим менший, чим більша швидкодія використаного у каскаді транзистора, тобто чим вища його гранична частота або чим менша його стала часу τ_E . Крім того, $t_{вкл}$ залежить від режиму використання транзистора, тобто від ступеня насичення транзистора у ввімкненому стані n : чим більший n , тим менший $t_{вкл}$.

Після завершення часу $t_{вкл}$ транзистор насичується. Насичення транзистора викличе відпирання колекторного переходу транзистора, котрий в активному режимі був зміщений у зворотному напрямку. Це приведе до зміни сталої часу транзистора – вона приймає нове значення θ_1 , після чого починається накопичення заряду в базі насиченого транзистора. Через час t_n після включення транзистор виявиться у статично насиченому режимі:

$$i_K(t) = I_{KH}; \quad U_{KE}(t) = U_{KH} \approx 0; \quad U_{BE}(t) = U_{BH} \approx 0; \quad i_B(t) = E_1 / R_B.$$

Далі вхідна напруга $U_{\text{вх}}(t)$ знову стрибком змінюється від $-E_1$ до $+E_1$ (див. рис. 6.9, а). В силу великого накопиченого надлишкового заряду основних носіїв у базі транзистор перший час після зміни вхідної напруги залишається насиченим і тому провідним. За законом Ома вхідний струм $i_B(t) = U_{\text{вх}}(t) / R_B$ прийме значення $-E_1 / R_B$. Так як цей струм буде втікаючим, який змінив напрямок, то на графіку базового струму (див. рис. 6.9, б) він має від'ємне значення. Запираючий базовий струм $-E_1 / R_B$ починає розсмоктувати надлишковий заряд у базі транзистора і ступінь насичення транзистора зменшується. Транзистор вийде з режиму насичення через деякий час t_p після стрибка вхідної напруги. Тому час розсмоктування t_p інколи називають часом затримки вимикання каскаду. Час розсмоктування тим менший, чим більше значення замикаючого струму бази створює додатна півхвиля вхідного сигналу, тобто чим менший ступінь насичення транзистора у ввімкненому стані.

Таким чином, вимоги до вибору ступеня насичення транзистора n виявляються суперечливими: для зменшення часу включення n бажано збільшити, однак при цьому збільшується час затримки

t_p .

Під час розсмоктування значення струму $i_K(t)$ і напруги $u_{KE}(t)$ залишились такими ж, що й у насиченому режимі. Напруга на базі транзистора через зміну напрямку базового струму декілька змінилась, але як і раніше має досить малу величину, близьку до U_{BH} (див. рис. 6.9, в).

Після завершення процесу розсмоктування транзистор ключового каскаду переходить у активний режим. Починається формування зрізу вихідного імпульсу напруги. На цьому етапі відбувається два процеси: зменшення колекторного струму до його відтинання і заряд колекторної ємності C_K через R_K від джерела живлення E .

Так як після виходу з режиму насичення транзистор перейшов у активний режим, стала часу змінилася від τ_H до τ_E . Колекторний струм зменшиться від значення I_{KH} , прямуючи до рівня $I_{каж2}$ зі сталою часу τ_E . Процес зменшення колекторного струму від I_{KH} до I_{K0} , близького до нуля, відбувається досить швидко, особливо при великому запираючому струмі бази. Тривалість цього процесу складає лише малу частку тривалості зрізу вихідного імпульсу; істотно більшу тривалість має процес заряду ємності C_K . Після відтинання колекторного струму ця ємність продовжує заряджатися від джерела E через R_K . Через те, що транзистор при цьому закритий і практично не шунтує коло заряду, то стала часу цього кола $\theta_K = R_K C_K$ або з урахуванням ємності навантаження C_H , яка також має кінцеву величину, $\tau_K = R_K(C_K + C_H)$. Тривалість зрізу імпульсу напруги на колекторі транзистора $t_{зр} = 3\tau_K = 3R_K(C_K + C_H)$. На відміну від вхідної вихідна напруга ключового каскаду має кінцеві тривалості фронту та зрізу, які відповідають значенням $t_{вкл}$ та $t_{викл}$; моменти його переключення не співпадають з моментами перемикання вхідної напруги (час затримки вимкнення каскаду дорівнює t_p); вихідна напруга однополярна, тобто приймає тільки від'ємні значення від $-U_{KH}$ до $-(E - I_{K0}R_K)$ або наближено від 0 до $-E$. Крім того, вихідна напруга знаходиться у протифазі вхідній (при зменшенні вхідного сигналу від $+E_1$ до $-E_1$ вихідна напруга змінюється від рівня $-E$ до нульового).

Різновиди ключових каскадів на біполярних транзисторах

Розглянута найпростіша схема транзисторного ключа має ряд недоліків:

а) використання біполярного сигналу для управління, що ускладнює сполучення однотипних ключів, так як вихідний сигнал однополярний;

б) збільшення часу розсмоктування при скороченні часу вмикання за рахунок більш глибокого насичення транзистора у ввімкненому стані;

в) низька швидкодія, яка викликана значним часом розсмоктування;

г) залежність тривалості фронту і зрізу вихідних імпульсів від ступеня насичення транзистора, тобто при інших рівних умовах від коефіцієнта підсилення транзистора по струму β . Так як значення β у транзисторів однієї групи мають істотний розкид, значення $t_{\text{вкл}}$ та $t_{\text{викл}}$ при зміні транзисторів будуть змінюватися, що створює додаткові складнощі при серійному виробництві апаратури.

Для усунення цих недоліків застосовують удосконалені схеми ключових каскадів. Розглянемо деякі з них.

Ключовий каскад з прискорюючим конденсатором у базовому колі транзистора.

Вже відзначалося, що у найпростішому транзисторному ключі збільшення базового струму, який насичує транзистор, призводить до зменшення часу вмикання базового струму, який насичує транзистор, і до зменшення часу включення каскаду $t_{\text{вкл}}$, але одночасно викликає збільшення часу розсмоктування t_p . Останній недолік можливо зменшити, зробивши базовий струм не сталим протягом дії всієї відпираючої півхвилі вхідного сигналу, а зміним. Після вмикання транзистора перед появою додатної півхвилі вхідного сигналу базовий струм повинен бути більшим. Ці розуміння по створенню змінного струму бази реалізовані в ключовому каскаді, схема якого наведена на рис. 6.10, а, де опір $R_{\text{б}}$ розділений на два опори R_1 та R_2 (R_2 зашунтований прискорюючим (форсуючим) конденсатором $C_{\text{ф}}$ невеликої ємності).

Вхідний сигнал, як і для найпростішого ключового каскаду, має форму меандрової напруги з додатною та від'ємною амплітудою півхвиль E_1 та тривалістю півхвиль τ , яка істотно перевищує як

час вмикання та вимикання транзистора, так і сталу часу заряду і розряду форсуючого конденсатора C_ϕ . При дії додатної півхвилі напруги транзистор VT замкнений. У його базовому колі протікає струм I_{K0} , який створює на $R2$ падіння напруги $I_{K0}R2$.

Напруга на C_ϕ дорівнює напрузі на $R2$: $u_{C0} = I_{K0}R2$. Від'ємна півхвиля вхідного сигналу відпирає транзистор. Після стрибка вхідної напруги базовий струм транзистора обмежений тільки значенням $R1$:

$$I_{B_{max}} = (E_1 + U_{c0}) / (R1 + r_{BH}) \approx E_1 / R1.$$

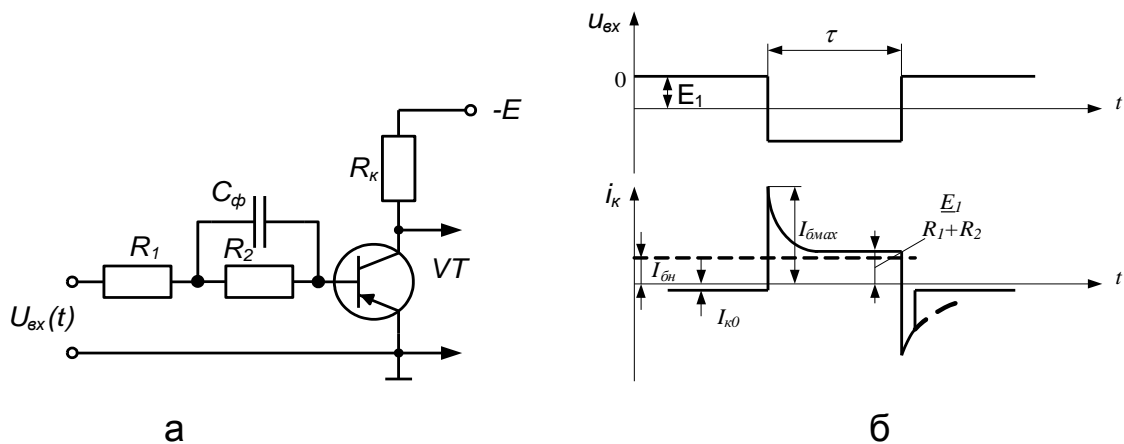


Рис. 6.10

По мірі заряду ємності C_ϕ базовий струм зменшується, прямуючи до сталого рівня: $I_0 = E_1 / (R1 + R2)$ зі сталою часу $\tau_1 = C_\phi R1 R2 / (R1 + R2)$. Через час $t_y = 3C_\phi R1 R2 / (R1 + R2)$ базовий струм прийме усталене значення. Для того, щоб насичений режим роботи транзистора зберігся до закінчення від'ємної півхвилі, необхідно забезпечити нерівність $I_0 \geq I_{0H}$, однак перевищення значенням I_0 рівня I_{0H} може бути невеликим. У цьому випадку транзистор вмикається великим базовим струмом $I_{B_{max}}$, безпосередньо перед вимиканням базовий струм малий і ступінь насичення транзистора n невелика. Після зміни полярності вхідного сигналу напруга на C_ϕ , яка дорівнює $E_1 R2 / (R1 + R2)$, буде складатися з додатною півхвилею напруги та збільшувати замикаючий струм бази. Процес вимкнення каскаду теж прискорюється. Тому конденсатор C_ϕ і називається прискорюючим.

Ключовий каскад з колом нелінійного від'ємного зворотного зв'язку

Розглянута схема ключових каскадів, яка має дійсну перевагу – великий, який наближується до одиниці, коефіцієнт використання живлячої напруги K_u , в той же час має і недолік – велику затримку вимкнення. У ключових каскадах з форсуючою ємністю (рис. 6.10) цей недолік тільки послаблений, але не усунутий. Так як перед вимкненням $I_{\phi} > I_{\phi H}$, і вимкнення, як і в інших схемах, починається з етапу розсмоктування неосновних носіїв.

Етап розсмоктування, а відповідно, і затримку вимкнення можна усунути, якщо транзистору у ввімкненому стані створити не насичений, а активний режим роботи.

Однак безпосереднє використання активного режиму транзистора в схемі рис. 5.5 викликає нові труднощі.

Справа в тому, що в активному режимі транзистора $I_K = \beta I_B$. Залишкова напруга на виході ввімкненого каскаду $U_{KEзал} = -(E - I_K R_K)$. Залишкова напруга може бути значною, $|U_{KEзал}| > |U_{KH}|$, що призводить до зменшення амплітуди вихідного імпульсу і зниженню коефіцієнта K_u . І цей недолік не єдиний. Більш істотний той факт, що $U_{KEзал}$ залежить від коефіцієнта підсилення β транзистора. Якщо запираючий струм I_B , який створюється вхідним джерелом $u_{вх}(t)$, незмінний, то струм $I_K = \beta I_B$ є прямо пропорційним β . Відповідно, напруга $U_{KEзал} = -(E - \beta I_B R_K)$ буде тим меншою, чим більше β . Через те, що розкид значень β біполярних транзисторів досить великий, повторення вихідних параметрів ключового каскаду є незадовільним.

Принципова схема ключового зв'язку каскаду на ненасиченому

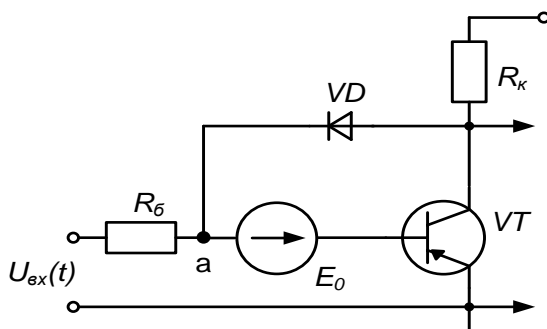


Рис. 6.11

транзисторі з колом нелінійного зворотного показана на рис. 6.11. У базове коло транзистора VT послідовно з R_B ввімкнене додаткове джерело постійної напруги (батарея) E_0 . Напруга E_0 мала – біля 1 В. Між від'ємною клемою цієї

батареї та колектором VT ввімкнено діод нелінійного зворотного зв'язку VD . Вхідний сигнал $u_{\text{вх}}(t)$, як у схемі на рис. 5.5, біполярний з амплітудою кожної з півхвиль E_1 .

Під час дії додатної півхвилі вхідного сигналу транзистор VT і діод VD закриті. На виході каскаду встановиться рівень напруги $-E + (I_s + I_{K_0})R_K$, де I_s - зворотній струм закритого діода VD . Так як I_s і I_{K_0} - невеликі, вихідну напругу можна вважати рівною $-E$.

Напруга у точці \dot{a} , яка відповідає від'ємній клемі джерела E_0 ,

$$u_a = +E - (I_s + I_{K_0})R_B.$$

Очевидно, що $u_a \approx E_1$. Запираюча напруга на діоді $u_{aK} = E_1 + |E|$.

Запираюча напруга на базі VT $u_{BE} = u_a + E_0 \approx E_1 + E_0$. Нехтуючи зворотнім струмом закритого діода I_s , можна вважати, що введення додаткових елементів практично не змінило режим вихідного кола транзисторного ключа при закритому транзисторі.

При появі негативної півхвилі напруги транзистор включається і напруга на його колекторі зменшується. Оскільки напруга зменшується не миттєво, а зі сталою часу θ_E , протягом часу ввімкнення напруга на колекторі ще негативна, діод VD закритий цією напругою по аноду і не впливає на значення вмикаючого базового струму $I_B = (E_1 - E_0) / R_B$. Колекторний струм зростає, прямуючи до струму βI_a , а напруга на колекторі з тією ж сталою часу θ_E прямує до нуля. Напруга у точці \dot{a} відносно корпусу пристрою можна вважати рівним $-E_0$, або більш точно, з урахуванням напруги e_{0B} на базі ввімкненого транзистора, $u_a = -(E_0 + e_{0B})$. В процесі включення каскаду напруга на колекторі VT не зможе досягти нульового значення: коли від'ємна напруга на колекторі перевищить рівень u_a , відпирається діод VD і фіксує напругу на колекторі включеного транзистора.

Залишкова напруга на колекторі $U_{K_0} = U_a - e_0$, де e_0 - напруга відсічки відкритого діода VD .

Використовуючи знайдене значення U_a , отримуємо $U_a = -(E_0 + e_{0B} - e_0) \approx -E_0$. Напруга на колекторі зафіксована на малому рівні E_0 , яка не перевищує значення U_{KH} .

Перехідні процеси при перемиканні

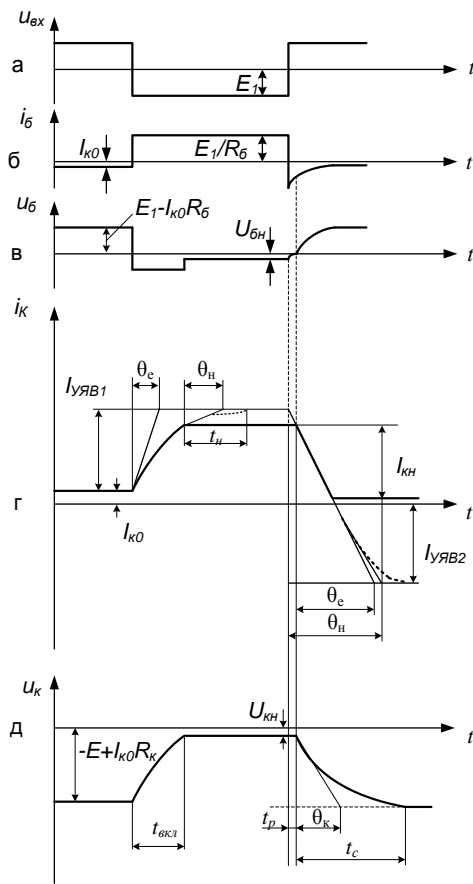


Рис. 6.12

Відпирання діода VD не тільки фіксує колекторну напругу, але і приводить до істотного зменшення базового струму транзистора. Справа в тому, що після відпирання діода VD напруга в точці a схеми практично не змінилась і як і раніше визначається рівністю $u_a = -(E_0 + e_{0B})$. Тому струм, що протікає через R_B , також не зміниться:

$$i_R = (E_1 - u_a) / R_B \approx (E_1 - E_a) / R_B.$$

Якщо до включення діода весь цей струм замикався через базу транзистора, то тепер він виявляється рівним сумі двох струмів – струму бази I_B' і струму діода i_{VD} . Звідси $I_B' = i_R - i_{VD} = I_B - i_{VD}$.

Базовий струм зменшився на величину струму включеного діода. Після включення діода струм в навантаженні R_K уже не змінюється, оскільки напруга на колекторі зафіксована на рівні U_{K0} :

$$i_{R_K} = (E - u_{K0}) / R_K = \text{const.}$$

Струм колектора транзистора $i_K(t)$ продовжує зростати, але вже тільки за рахунок збільшення струму через діод VD : $i_K(t) = i_{R_K} + i_{VD}$. Коли він досягне сталого значення I_{VD} , ключовий каскад перейде в статичний режим.

При цьому колекторний перехід транзистора залишається зміщеним у зворотному напрямку, напруга на колекторі відмінна від нуля, струм колектора не обмежений значенням R_K , а має можливість рости при збільшенні сигналу E_1 , струм бази зменшився на I_{VD} і вже не перевищує значення I_{BH} . Ці ознаки свідчать про те, що транзистор працює в ненасиченому режимі, на межі насичення.

Перехідні процеси в ключовому каскаді з ненасиченим транзистором проілюстровані на рис. 6.12, де момент часу t_1 відповідає появі від'ємної півхвилі вхідного сигналу $u_{BX}(t)$, момент t_2 – відпиранню діода VD , момент t_3 – досягненню усталеного значення струму діода.

Час затримки вимкнення в даній схемі малий і визначається вже не часом розсмоктування, а встановлення зворотного опору діода при його запиранні, яке при використанні швидкодіючих імпульсних діодів має дуже малі значення.

При практичній побудові ключових схем використання окремого джерела E_0 , обидва полюса якого ізольовані від корпусу пристрою, викликає значні незручності. Тому на практиці в якості напруги E_0 використовують падіння напруги на додатковому резисторі і діоді. На рис. 6.13 показані каскади з ненасиченим транзистором, що мають зовнішнє джерело зсуву.

На рис. 6.13, а резистор зв'язку R_3 складається з двох

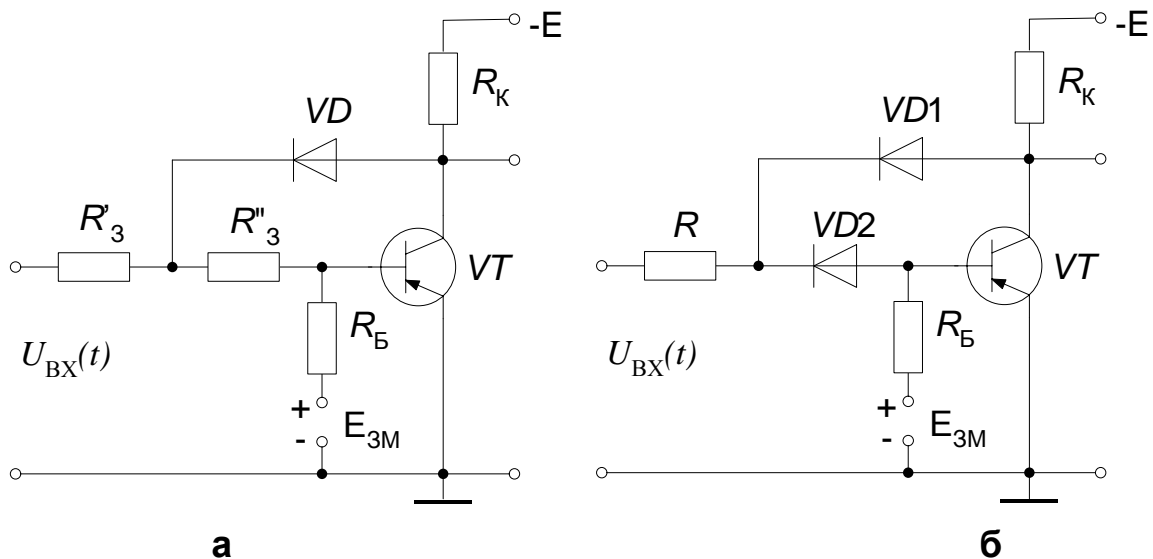


Рис. 6.13

послідовно з'єднаних резисторів R'_3 і R''_3 , з котрих другий має дуже малий опір.

Базовий струм включеного транзистора, протікаючи через R''_3 , створює на ньому напругу E_0 , яка виконує ту ж функцію, що і джерело E_0 в схемі на рис. 6.11. В схемі на рис. 6.13, б функцію джерела виконує падіння напруги на відкритому діоді $VD2$, що при включеному діоді близьке до напруги відсічки його вхідної

характеристики e_0 і мало залежить від струму, що протікає. Тому опорна напруга E_0 , яка створюється діодом в схемі на рис. 6.13, б, менше залежить від коливань вхідного струму, ніж в схемі на рис. 6.13, а.

Для забезпечення відпирання діода нелінійного зворотного зв'язку $VD1$ в схемі на рис. 6.13, б напруга відсічки діода $VD2$

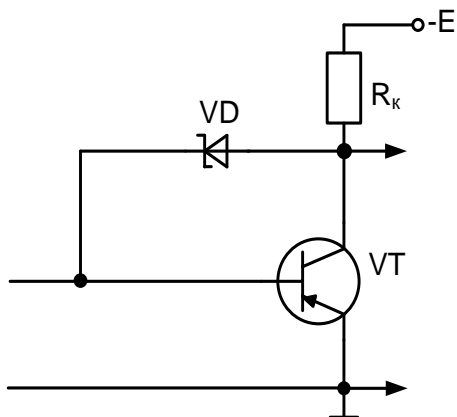


Рис. 6.14

повинна бути більшою, ніж напруга відсічки діода $VD1$, що забезпечується, наприклад, у випадку, коли діод $VD2$ – кремнієвий, а $VD1$ – германієвий.

Трохи по-іншому працює схема усунення затримки вимкнення, яка зв'язана з розсмоктуванням (рис. 6.14).

Ця схема потребує меншої кількості додаткових

елементів, а тому більш зручна при побудові мініатюрних каскадів. Її часто використовують в інтегральних схемах ключових каскадів. Паралельно колекторному переходу транзистора VT підключають діод Шоттки.

Діод Шоттки – це алюмінієво-кремнієвий діод, у якого пряма напруга на діоді дуже мала (менше падіння напруги на прямо зміщених $p-n$ переходах) і відсутнє накопичення заряду. При включенні каскаду на рис. 6.14 транзистор VT повинен увійти в режим насичення, а його колекторний перехід зміститься в прямому напрямку. Однак раніше, ніж відкриється колекторний перехід транзистора VT , відпирається діод Шоттки VD . Падіння напруги на відкритому діоді мале – менше напруги прямого зміщення колекторного $p-n$ переходу. При такій напрузі колекторний перехід відкритись не може і залишається на межі включення. Час розсмоктування, а отже і затримка вимикання, тут відсутні.

ЛІТЕРАТУРА

1. Щерба А.А., Побєдаш К.К., Святненко В.А. Електроніка та мікросхемотехніка: Навчальний посібник для студентів напрямку підготовки "Електромеханіка" К.:НТУУ «КПІ», 2013 - 358с.
2. Побєдаш К.К., Святненко В.А. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: Навчальний посібник К.:НТУУ«КПІ», 2017. - 245с.
3. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка" та "Електротехніка": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. -К.: ТОВ "Видавництво"Обереги", 2000. Т.1. Елементна база електронних пристроїв.- 300с.
4. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка" та "Електротехніка": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. - Харків: Фоліо, 2002. Т.2. Аналогові та імпульсні пристрої.- 510с.